

CHAPITRE 1

MESURE

Domaines physiques et mesurandes

Domaine physique :

Mesurande (grandeur à mesurer):

- Thermique: température, flux de chaleur, ...
- Mécanique: force, pression, vitesse, accélération, position, masse,...
- Biochimique: concentration, composition, taux de réaction, ...
- Electromagnétique: champ magnétique, champ électrique, aimantation, nombre de photons, tension, courant, charge,

Definition de transducteur, capteur, actionneur

Transducteur (transducer):

Entrée: grandeur domaine physique A. Sortie: grandeur domaine physique B.

Capteur (sensor):

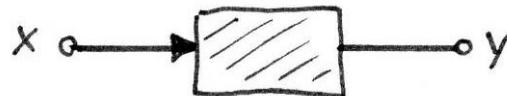
Entrée: grandeur domaine physique A. Sortie: grandeur électrique.

Actionneur (actuator) :

Entrée: grandeur physique domaine A. Sortie: grandeur mécanique (mouvement typiquement).

Note: Les actionneurs et les capteurs sont donc des transducteurs particuliers. Certains «transducteurs» ont un signal de sortie non électrique. Un thermomètre à mercure où on observe visuellement l'augmentation du volume de mercure est un transducteur mais pas un capteur (selon notre définition). Les capteurs sont des éléments essentiels aussi dans les systèmes d'asservissement/régulation/contrôle, où il peut également y avoir des actionneurs et des transducteurs.

Caractéristiques statiques des capteurs



x : grandeur d'entrée (mesurande)

y : signal de sortie (tension, courant,...)

Sensibilité (sensitivity) :

Définition: Rapport entre la variation du signal de sortie et la variation correspondante de la grandeur d'entrée.

$$S_0 = \frac{dy}{dx}$$

Exprimée en unités du signal de sortie/unités de la grandeur d'entrée (e.g., V/K, V/T, A/N, V/Pa,...).

Note 1: Pour un capteur non-linéaire S_0 est une fonction de la mesurande x , i.e., $S_0 = S_0(x)$.

Note 2: Pour certains capteurs, le mot «sensibilité» est utilisé pour indiquer la «résolution».

Pour un capteur linéaire :

$$y = S_0x + y_{\min}$$

$$y = S_0(x - x_{\min}) + y_{\min}$$

Décalage du zéro (offset):

$$y_0 = y_{\min}$$

$$y_0 = y_{\min}$$

Etendue de mesure (span ou full scale input):

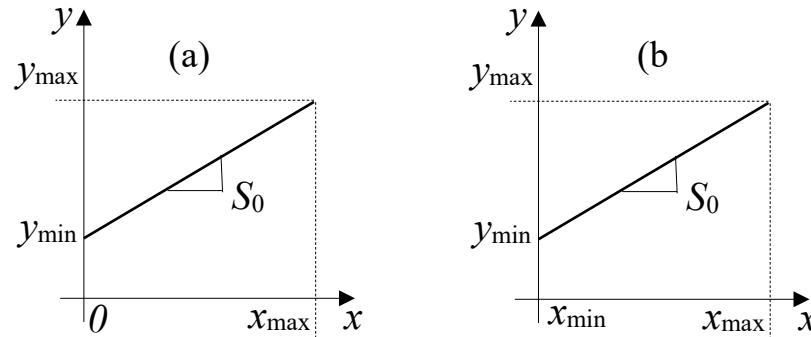
$$x_{FS} = x_{\max}$$

$$x_{FS} = x_{\max} - x_{\min}$$

Sortie pleine échelle (full scale output):

$$y_{FS} = y_{\max} - y_{\min}$$

$$y_{FS} = y_{\max} - y_{\min}$$



Résolution (résolution):

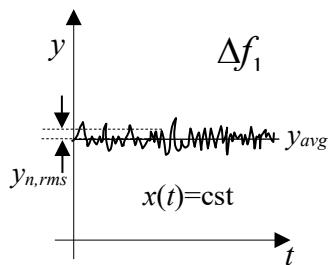
Définition: Plus petite variation de la grandeur physique d'entrée (mesurande) mesurable:

$$\Delta x_{\min} = \frac{y_{n,rms}}{S_0}$$

$y_{n,rms}$: Ecart-type du bruit dans le signal de sortie (exprimé en unités de la grandeur de sortie y).

S_0 : Sensibilité.

Exprimée en unités du mesurande (e.g., K, T, N, Pa,)



Pour un signal analogique:

Ecart type du bruit: $y_{n,rms} = \sqrt{\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} (y(t) - y_{avg})^2 dt}$

Valeur moyenne du signal: $y_{avg} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} y(t) dt$

Pour un signal numérisé (N samples):

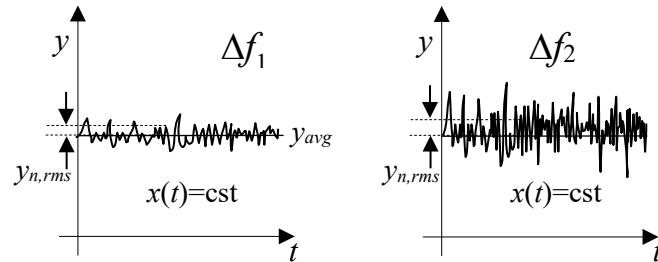
$$y_{n,rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_i - y_{avg})^2}$$

$$y_{avg} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i$$

L'écart-type du bruit dans le signal de sortie $y_{n,rms}$ est déterminée par les «erreurs stochastiques»: bruit intrinsèque (1/f, thermique, shot, ...), bruit externe (interférences, ...).

L'écart-type du bruit dépend de la bande passante Δf de l'électronique du capteur (si $\Delta f_2 > \Delta f_1 \Rightarrow y_{n,rms,2} > y_{n,rms,1}$). Voir plus tard dans le cours.

$$\Delta f_2 > \Delta f_1 :$$



L'écart type du bruit $y_{n,rms}$ est appelé (en anglais) noise root-mean-square ou population standard deviation σ_y .

Note 1: L'écart type du bruit est une meilleure estimation du bruit que sa valeur crête-à-crête (peak-to-peak), car, dans un bruit avec distribution gaussienne, il peut y avoir des valeurs de bruit très grandes (mais rares). Si nous mesurons un bruit à distribution gaussienne pendant un temps de plus en plus long, la valeur crête-à-crête du bruit tendra à croître vers l'infini, tandis que l'écart type du bruit convergera vers une valeur finie.

Note 2: Pour un signal numérisé et si N n'est pas très grand, une meilleure «estimation» de l'écart type est: $y_{n,rms} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (y_i - y_{avg})^2}$

Nous parlons d'«estimation» de l'écart type car nous avons un nombre fini d'échantillons. Nous voulons estimer au mieux l'écart type que nous obtiendrons avec un nombre infini d'échantillons. Notez qu'avec un nombre d'échantillons fini, la valeur moyenne calculé comme

$y_{avg} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i$ est également une «estimation» de la valeur moyenne que nous obtiendrons avec un nombre infini d'échantillons.

Note 3: Parfois, la résolution est limitée par la discréétisation numérique du convertisseur analogique-numérique (ADC) (ex.: ADC 12 bits, ± 10 V \rightarrow résolution: 20 V/ $2^{12}=4.9$ mV, ADC 16 bits, ± 10 V \rightarrow résolution: 20 V/ $2^{16}=0.3$ mV).

Exactitude (accuracy):

Définition: Ecart entre la valeur indiqué par le capteur (valeur mesurée) et la valeur réelle de la grandeur physique d'entrée (mesurande). Exprimée en unités du mesurande.

Déterminée par les «erreurs systématiques»: la stabilité de l'offset et de la sensibilité, l'hystérèse et la répétabilité, la discréétion (influence de la présence du capteur sur la mesurande), les erreurs de calibration,..

Note: Résolution \neq Exactitude

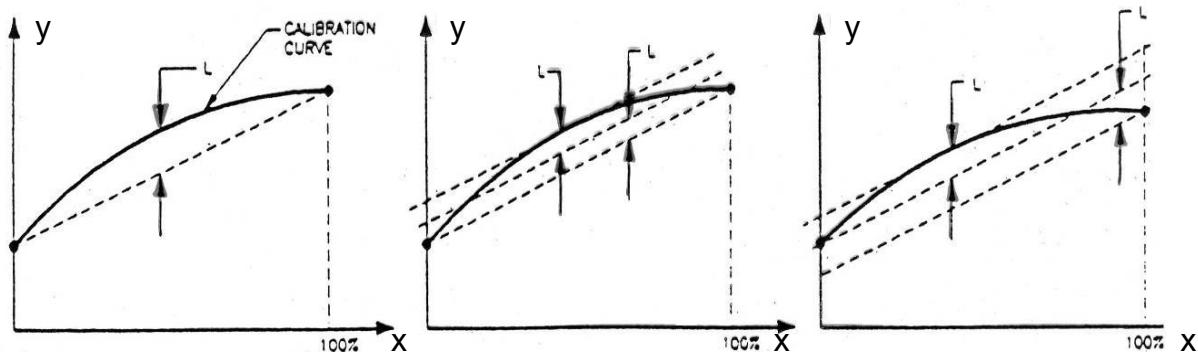
Sensibilité parasite (selectivity, cross-sensitivity):

Définition: Capacité à mesurer une certaine grandeur physique sans être influencé par les variations d'autres grandeurs physiques.

Dynamique du capteur:

Définition: $D = \frac{x_{FS}}{\Delta x_{\min}}$ ou, en dB, $D = 20 \log_{10} \left(\frac{x_{FS}}{\Delta x_{\min}} \right)$

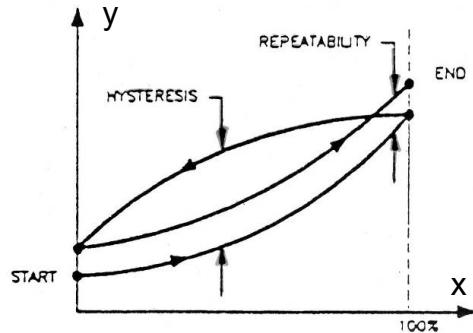
Non-linéarité:



Un capteur est dit linéaire dans une plage déterminée du mesurande si sa sensibilité S_0 est indépendante de la valeur du mesurande x .

La non-linéarité L est définie comme l'écart maximal de la sortie du capteur par rapport à une droite de référence. L est donné en % de la sortie pleine échelle y_{FS} . Il existe plusieurs manières de définir la linéarité d'un capteur. (a) en fixant les points extrêmes de l'étendue de mesure comme point de référence, (b) en faisant une régression linéaire, (c) régression linéaire en imposant le point zéro.

Hystérèse et répétabilité



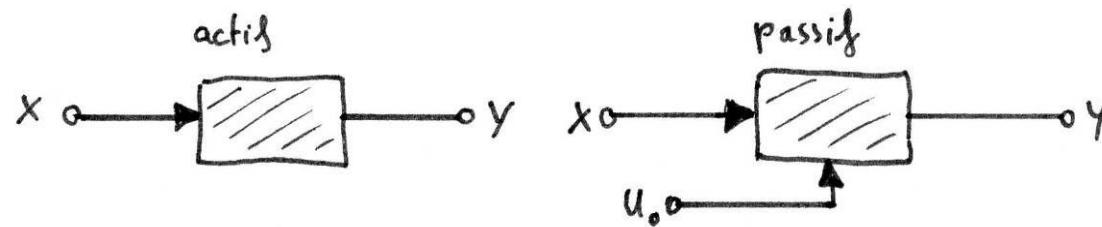
L'hystérèse est l'écart maximal que l'on peut trouver entre deux mesures sur un cycle. L'hystérèse est donnée en % de la sortie pleine échelle y_{FS} . La répétabilité est l'écart maximal entre deux mesures faites aux mêmes conditions de cycle.

Fiabilité

spécifiée par :

- le domaine nominal d'emploi et de stockage (température, humidité, ...).
- la surcharge maximale admissible.
- les tests de fatigue aux chocs, cycles thermiques, humidité, condition extrêmes d'utilisation, ..

Capteurs actifs/passifs



Définition:

Le capteur **actif** utilise l'énergie du mesurande pour générer le signal de sortie.

Le capteur **passif** a besoin d'apport d'énergie extérieure.

Note 1: Dans les livres (G. Ash, Les Capteurs en instrumentation industrielle), (J. Fraden, Handbook of modern sensors), (N. Ida, Sensors, actuators, and their interfaces) les définitions de capteurs actifs et passifs sont «inversées».

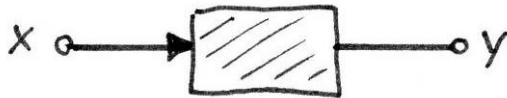
Capteurs actifs (self-generating):

Mesurande	Capteur	Effet utilisé	Sortie
Température	Thermocouple	Thermoélectricité	Tension
Rayonnement optique	Matériaux pyroélectriques Matériaux à faible work funct. Jonction p-n	Pyroélectricité Photoémission Effet photovoltaïque	Charge Courant Tension, courant
Force, Pression	Matériaux piézoélectrique	Piézoélectricité	Charge
Vitesse	Bobine	Induction électromagnétique	Tension, courant

Capteurs passifs:

Mesurande	Capteur	Effet utilisé	Sortie
Température	Résistance (bolomètre)	Changement de résistivité par agitation thermique des atomes ou changement du nombre de porteurs de charge libre	Courant, tension
Rayonnement optique	Résistance (photoconducteur)	Changement de résistivité par changement du nombre de porteurs de charge libre	Courant, tension
Déformation	Résistance (piézorésistance)	Changement de résistance/résistivité en réponse à la contrainte mécanique appliquée (par changements géométriques et/ou changement de mobilité et/ou du nombre de porteurs de charge libre)	Courant, tension
Déformation	Inductance	Changement de la perméabilité magnétique en réponse à la contrainte mécanique appliquée (magnétoélasticité)	Courant, tension, fréquence
Humidité	Capacitance	Changement de constante diélectrique par absorption des molécules d'eau	Courant, tension, fréquence

Signal de sortie des capteurs



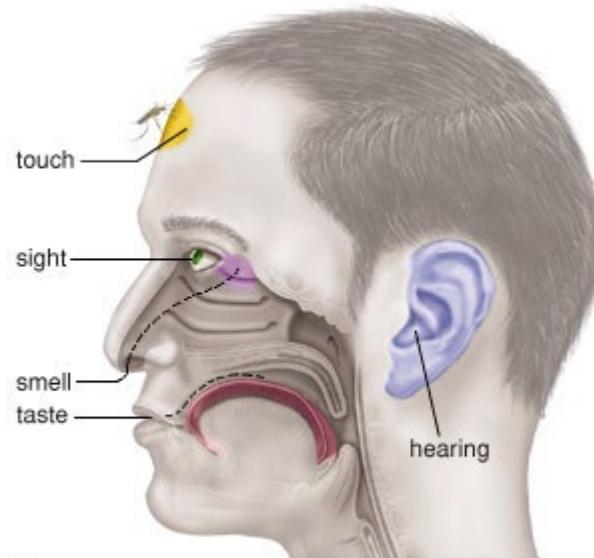
- Analogique Tension ou courant dépendent de le mesurande.
(Ex.: ± 10 V ou ± 20 mA)
- Fréquence Tension avec fréquence dépendent de le mesurande
(Fréquence typiques: kHz à GHz)
- Switch Tension qui change brusquement (ex.: de 0 à 5 V) lorsque la mesurande franchissent une certaine seuil.
- Digital Tension avec largeur des impulsions dépendent de le mesurande (PWM, pulse-width modulation), Tension(s) (ex. 0 et 5 V) avec séquence (série ou parallèle) qui représentent un code binaire (0 et 1) dépendent de le mesurande, ...

Système sensoriel humain

Un domaine important dans le développement de «robots intelligents» qui peuvent imiter les caractéristiques de l'intelligence «humaine» concerne la «déttection», avec des capteurs qui peuvent jouer le rôle de cinq sens humaines:

1. Vue (visuelle)
2. Audition (auditive)
3. Touchez (tactile)
4. Odeur (olfactive)
5. Goût (saveur)

Les capteurs des trois premières catégories sont à un stade de développement avancé (caméras, microphones, capteurs tactiles). Les deux dernières catégories de capteurs utilisent principalement des procédés chimiques et sont moins avancé. En plus de ces cinq sens, les humains ont également d'autres types de caractéristiques sensorielles: le sens de l'équilibre, de la pression, de la température, de la douleur, et du mouvement. Certaines de ces capacités sensorielles impliqueront l'utilisation d'un ou plusieurs des cinq sens de base simultanément.



© 2006 Encyclopædia Britannica, Inc.

Transformée de Laplace

La transformée de Laplace est particulièrement utile pour résoudre les équations différentielles, les systèmes de contrôle et le traitement du signal, car elle simplifie le processus en transformant les équations différentielles en équations algébriques.

$$X(s) = L(x(t)) = \int_{0^-}^{\infty} e^{-st} x(t) dt$$
$$s = \sigma + j\omega, \quad (\sigma, \omega) \in \Re e$$

Differentiation:

$$L\left(\frac{dx(t)}{dt}\right) = sX(s) - x(0^-)$$
$$L\left(\frac{d^2x(t)}{dt^2}\right) = s^2 X(s) - sx(0^-) - \frac{dx(0^-)}{dt}$$

Integration:

$$L\left(\int_0^t x(\tau) d\tau\right) = \frac{1}{s} X(s)$$

Initial and final value theorems:

$$x(0) = \lim_{t \rightarrow 0} x(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} sX(s)$$

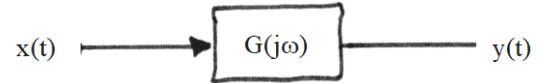
$$x(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sX(s)$$

Laplace transform of functions

$x(t)$	$X(s)$
Unit impulse (Dirac delta), $\delta(t)$	1
Delayed unit impulse, $\delta(t - \tau)$	$e^{-\tau s}$
Unit step [$u(t) = 1$ for $t \geq 0$ and $= 0$ for $t < 0$]	$\frac{1}{s}$
Delayed Unit step $u(t - \tau)$	$\frac{e^{-\tau s}}{s}$
Ramp [$r(t) = t u(t)$]	$\frac{1}{s^2}$
$t^n u(t)$	$\frac{n!}{s^{n+1}}$
Exponential decay $e^{-\alpha t} u(t)$	$\frac{1}{s + \alpha}$
Exponential build-up $(1 - e^{-\alpha t})u(t)$	$\frac{\alpha}{s(s + \alpha)}$
$\sin(\omega t) u(t)$	$\frac{\omega}{(s^2 + \omega^2)}$
$\cos(\omega t) u(t)$	$\frac{s}{(s^2 + \omega^2)}$

Caractéristiques dynamiques des capteurs

La majorité des capteurs se comportent approximativement comme des systèmes de premier ou second ordre.



Temps de réponse :

Les capteurs qui se comportent comme des systèmes du premier ordre ont un temps de réponse caractéristique.

Fréquence de résonance :

Les capteurs qui se comportent comme des systèmes du second ordre ont une fréquence de résonance.

<u>Système</u>	<u>Equation différentielle</u>	<u>Réponse en fréquence</u>
Ordre zéro	$y(t) = S_0 x(t)$	$G(j\omega) = S_0$
Premier ordre	$\dot{y}(t) + y(t) = S_0 x(t)$	$G(j\omega) = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau}$
Second ordre	$\frac{1}{\omega_0^2} \ddot{y}(t) + \frac{2\xi}{\omega_0} \dot{y}(t) + y(t) = S_0 x(t)$	$G(j\omega) = \frac{S_0}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + j2\xi(\omega/\omega_0)}$
$\dot{y}(t) \equiv \frac{dy(t)}{dt}$	$\ddot{y}(t) \equiv \frac{d^2y(t)}{dt^2}$	

Equation différentielle → Fonction de transfert G(s) → Réponse en fréquence G(jω)

Réponse en fréquence $G(j\omega)$ à partir de l'équation différentielle en utilisant la transformée de Laplace:

1) Conditions initiales nulles (i.e., $f(0) = f'(0) = 0$).

2) $s = j\omega$ (i.e., $\sigma = 0$)

Ordre zéro: $y(t) = S_0x(t) \rightarrow Y(s) = S_0X(s) \rightarrow G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = S_0$

→ (pour $s = j\omega$) $G(j\omega) = S_0$

Premier ordre: $\tau\dot{y}(t) + y(t) = S_0x(t) \rightarrow$ (pour $x(0) = y(0) = 0$) $\tau sY(s) + Y(s) = S_0X(s) \rightarrow G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{S_0}{1 + s\tau}$

→ (pour $s = j\omega$) $G(j\omega) = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau}$

Second ordre: $\frac{1}{\omega_0^2}\ddot{y}(t) + \frac{2\xi}{\omega_0}\dot{y}(t) + y(t) = S_0x(t) \rightarrow$ (pour $x(0) = y(0) = y'(0) = 0$) $\frac{1}{\omega_0^2}s^2Y(s) + \frac{2\xi}{\omega_0}sY(s) + Y(s) = S_0X(s) \rightarrow$

$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{S_0}{(s^2/\omega_0^2) + (2\xi s/\omega_0) + 1} \rightarrow$ (pour $s = j\omega$) $G(j\omega) = \frac{S_0}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + j2\xi(\omega/\omega_0)}$

Systèmes du premier ordre

$$\tau \dot{y}(t) + y(t) = S_0 x(t)$$

S_0 : sensibilité DC (i.e., à fréquence nulle)

τ : constante de temps ou temps de réponse

(deux paramètres, un élément de stockage d'énergie)

Réponse harmonique

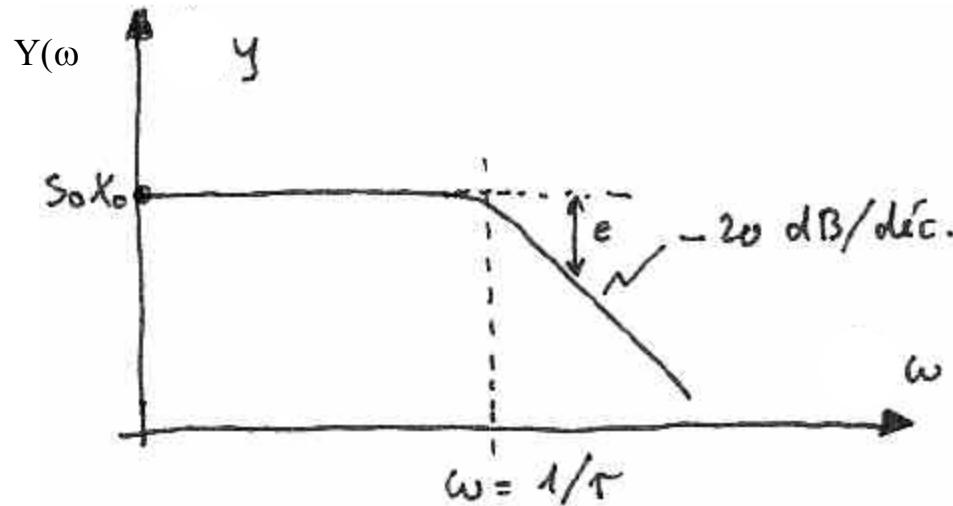
$$Y(j\omega) = \frac{S_0 x_0}{1 + j\omega\tau}$$

$$|Y(j\omega)| = \frac{S_0 x_0}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}$$
$$\phi = \arctan(-\omega\tau)$$

$$x(t) = x_0 \cos \omega t$$

→

$$y(t) = \frac{S_0 x_0}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}} \cos(\omega t + \phi)$$



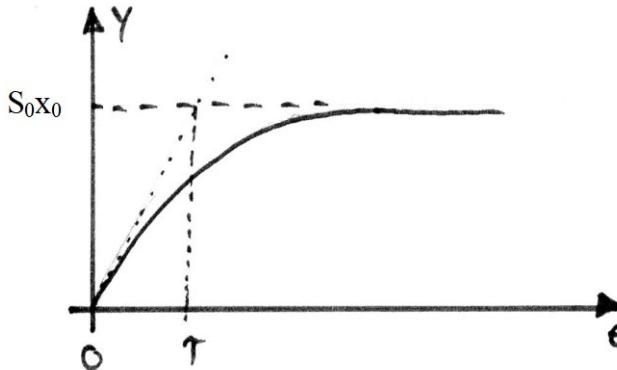
Réponse en fréquence d'un système du premier ordre. La fréquence de coupure est l'inverse de la constante de temps. Au-delà, l'amplitude décroît d'une décade par décade de fréquence. La phase vaut $\pi/4$ à la fréquence de coupure.

- ω : fréquence angulaire (en rad/sec), f : fréquence (en Hz), $\omega = 2\pi f$
- $\omega_c = 1/\tau \Rightarrow f_c = 1/2\pi\tau$
- -20 dB par décade pour $\omega >> \omega_c$ (division par 10 de l'amplitude par décade de fréquence)

Réponse à un saut

$$x(t < 0) = 0 \quad \text{et} \quad x(t > 0) = x_0$$

$$y(t) = S_0 x_0 \left(1 - e^{-t/\tau}\right) \quad \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = S_0 x_0$$



Réponse à un saut brusque d'amplitude x_0 du signal d'entrée pour un système du premier ordre.
La valeur $(1-1/e)S_0x_0=0.63S_0x_0$ est atteinte après un temps τ .

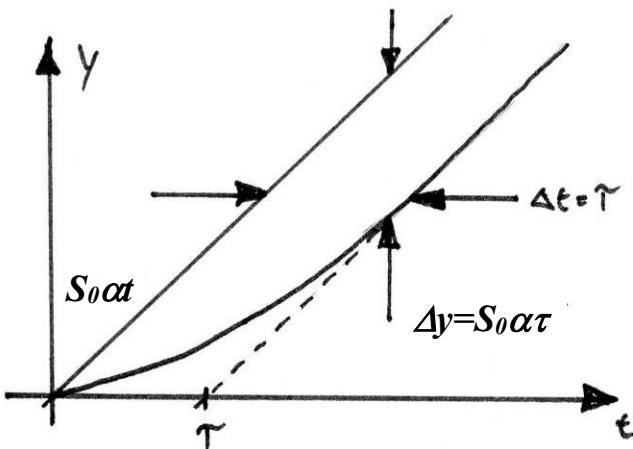
Réponse à une rampe

$$x(t) = \alpha t$$

$$y(t) = S_0 \alpha \left(t - \tau (1 - e^{-t/\tau}) \right)$$

retard: $\Delta t = \tau$

«erreur dynamique»: $\Delta y = S_0 \alpha \tau$



Réponse à une rampe $x = \alpha t$ du signal d'entrée pour un système du premier ordre. La valeur de sortie présente un retard τ (et est diminuée d'une valeur $S_0 \alpha \tau$ pour $t > > \tau$).

Exemples des systèmes du 1^{er}e ordre : Circuit électrique RC ou RL, thermomètre avec masse thermique,...

Systèmes du second ordre

$$\frac{1}{\omega_0^2} \ddot{y}(t) + \frac{2\xi}{\omega_0} \dot{y}(t) + y(t) = S_0 x(t)$$

ω_0 : pulsation propre ($= 2\pi f_0$)

ξ : facteur d'amortissement

S_0 : sensibilité DC (i.e., à fréquence nulle)

(trois paramètres, deux éléments indépendants de stockage d'énergie)

Réponse harmonique

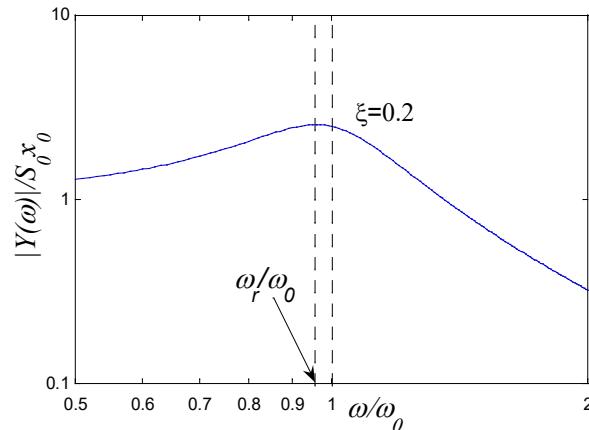
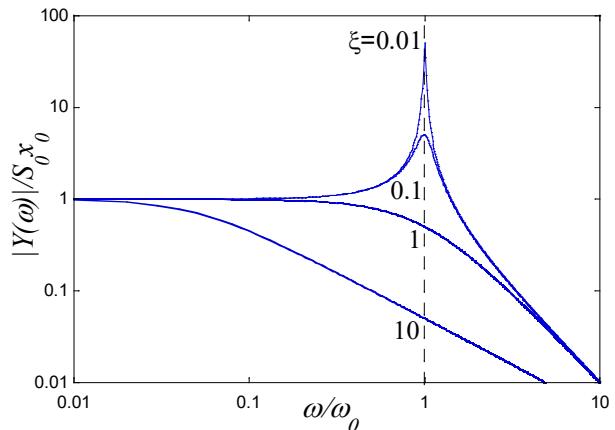
$$Y(\omega) = \frac{S_0 x_0}{1 + j2\xi(\omega/\omega_0) - (\omega/\omega_0)^2}$$

$$|Y(\omega)| = \frac{S_0 x_0}{\sqrt{\left[1 - (\omega/\omega_0)^2\right]^2 + 4\xi^2(\omega/\omega_0)^2}}$$

$$\phi = \arctan \frac{-2\xi(\omega/\omega_0)}{1 - (\omega/\omega_0)^2}$$

$$x(t) = x_0 \cos \omega t \quad \rightarrow$$

$$y(t) = \frac{S_0 x_0}{\sqrt{\left[1 - (\omega/\omega_0)^2\right]^2 + 4\xi^2(\omega/\omega_0)^2}} \cos(\omega t + \phi)$$



Réponse en fréquence pour un système du deuxième ordre. La pulsation ω_0 est appelée pulsation libre ou pulsation naturelle ou pulsation propre non-amortie. La pulsation ω_r est appelée pulsation de résonance du système (dépend du coefficient d'amortissement). Au-delà de la fréquence de résonance, l'amplitude décroît de deux décades par décade de fréquence. Un système du 2^e ordre sur-amorti se comporte comme un système du 1^e ordre (pas de fréquence de résonance).

Il y a résonance pour $\xi < 1/\sqrt{2}$:

$$\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - 2\xi^2} \quad \frac{Y(\omega_r)}{S_0 x_0} = \frac{1}{2\xi \sqrt{1 - \xi^2}} \equiv Q \text{ (facteur de qualité)}$$

- -40 dB/décade pour $\omega > \omega_0$ (1/100 par décade)
- ω_0 pulsation propre, pulsation de résonance $\omega_r \leq \omega_0$.

Réponse à un saut

$$x(t < 0) = 0 \quad \text{et} \quad x(t > 0) = x_0$$

Sur-amorti : $\xi > 1$

$$y(t) = S_0 x_0 \left[1 - \left[\left(\frac{-\alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} \right) e^{\alpha_1 t} + \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_1 - \alpha_2} \right) e^{\alpha_2 t} \right] \right] \quad (\alpha_{1,2} = -\xi \omega_0 \pm \sqrt{\xi^2 - 1})$$

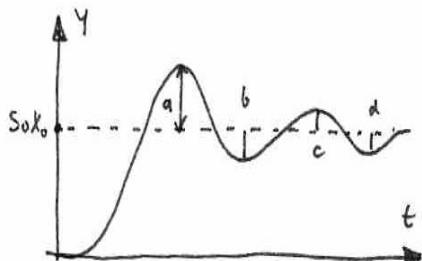
Amortissement critique: $\xi = 1$

$$y(t) = S_0 x_0 \left[1 - (1 - \omega_0 t) e^{-\omega_0 t} \right]$$

Sous-amorti : $0 \leq \xi < 1$

$$y(t) = S_0 x_0 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi \omega_0 t} \sin(\omega_0 \sqrt{1-\xi^2} t + \phi) \right)$$

$$\phi = \arctg \left(\sqrt{1-\xi^2} / \xi \right)$$



$$\text{Overshoot : } \frac{a}{S_0 x_0} = e^{\frac{-\pi \xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$$

Réponse à un saut brusque d'amplitude x_0 pour un système du deuxième ordre avec $0 \leq \xi < 1$.

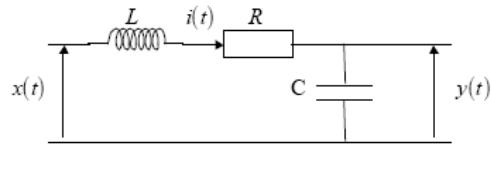
La surtension (overshoot) est déterminée par le coefficient d'amortissement. Les rapports entre les amplitudes d'oscillation successives ($a/b, b/c, c/d, \dots$) sont constants.

La fréquence des oscillations est $\omega_p = \omega_0 \sqrt{1-\xi^2}$ (ω_p est appelée pseudo-pulsation du système).

Note: $\omega_p \neq \omega_r \neq \omega_0$ (mais pour $\xi \ll 1$ ils sont presque identiques).

Exemples de systèmes du 2^{ème} ordre : accéléromètres, microphones, circuit RLC,

Exemple de système du second ordre : Circuit RLC



$$x = L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int_0^t idt \quad \text{et} \quad y = \frac{1}{C} \int_0^t idt \quad \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{dy}{dt} = \dot{y} = \frac{1}{C} i, \quad \frac{d^2y}{dt^2} = \ddot{y} = \frac{1}{C} \frac{di}{dt} \quad \rightarrow \quad LC\ddot{y} + RC\dot{y} + y = x$$

Donc si on définit : $\omega_0^2 \equiv \frac{1}{LC}$ et $\xi \equiv \frac{1}{2} RC \omega_0 = \frac{1}{2} R \sqrt{\frac{C}{L}}$ \rightarrow

$$\rightarrow \frac{1}{\omega_0^2} \ddot{y} + \frac{2\xi}{\omega_0} \dot{y} + y = x$$

(forme usuelle de l'équation différentielle d'un système du second ordre)

Compensation dynamique passive

Objectif:

«Modifier» la fonction de transfert dynamique (par ex.: pour diminuer le temps de réponse) en ajoutant un circuit électrique passif.

Exemple: Compensation passive en série d'un système du premier ordre

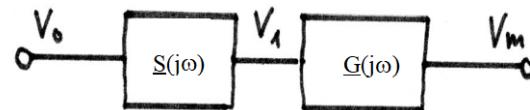


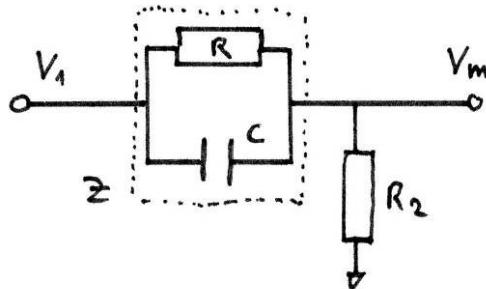
Schéma de principe de la compensation dynamique en série d'un capteur. $S(j\omega)$ représente la fonction de transfert du capteur. $G(j\omega)$ est la fonction de transfert du compensateur.

$$\text{Fct. de transfert du capteur: } S(j\omega) = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau_1} \quad \Rightarrow \quad V_1(j\omega) = S(j\omega)V_0 = \frac{S_0V_0}{1 + j\omega\tau_1}$$

S_0 : sensibilité (DC) du capteur

τ_1 : constante de temps du capteur

Circuit de compensation pour diminuer le temps de réponse (augmenter la bande passante):



Circuit électrique passif de compensation pour un système du premier ordre. Il se comporte comme un diviseur de tension à basse fréquence (inférieure à 1/RC) puis tend vers un gain 1 à haute fréquence.

Fonction de transfert du compensateur:

$$(a) \text{ Filtre RC: } Z_{RC}(j\omega) = \frac{R}{1 + j\omega RC} \quad \text{avec} \quad \tau = RC$$

$$(b) \text{ diviseur: } Z_D = \frac{R_2}{Z_{RC} + R_2}$$

$$\text{Donc: } G(j\omega) = \frac{R_2}{Z_{RC} + R_2} = \frac{R_2(1 + j\omega\tau)}{R + R_2(1 + j\omega\tau)} = \beta \frac{1 + j\omega\tau}{1 + j\omega\beta\tau} \quad \text{où } \beta = \frac{R_2}{R + R_2}$$

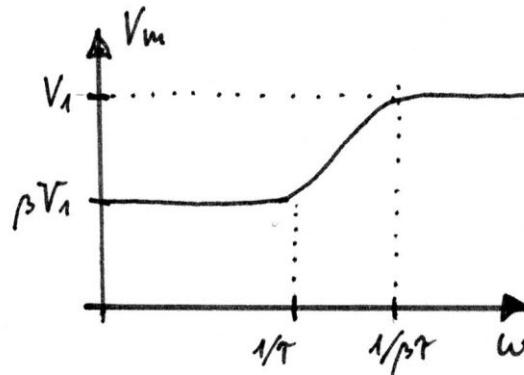
$$V_m(j\omega) = \beta V_1 \frac{1 + j\omega\tau}{1 + j\omega\beta\tau}$$

Réponse combinée capteur + compensateur:

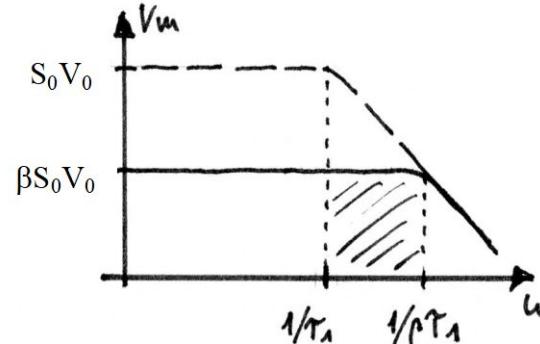
$$V_m(j\omega) = V_0 S(j\omega) G(j\omega) = \beta \frac{S_0 V_0}{1 + j\omega\tau_1} \frac{1 + j\omega\tau}{1 + j\omega\beta\tau}$$

Pour compenser: fixer la fréquence de coupure du compensateur égale à celle du capteur (et $\beta < 1$):

$$\tau = RC = \tau_1 \quad \rightarrow \quad V_i(j\omega) = \beta S_0 V_0 \frac{1}{1 + j\omega\beta\tau}$$



(a) Réponse du compensateur



(b) Réponse du capteur avant et après compensation

- Diminution de la constante de temps effective d'un facteur β (augmentation de la bande passante d'un facteur $1/\beta$)
- Diminution de la sensibilité du même facteur

Exemple d'application: capteur de température.
Réponse à un saut ΔT d'un capteur de température

Tension de sortie du capteur

$$V_m(t) = S_0 \Delta T \left(1 - e^{-t/\tau}\right)$$

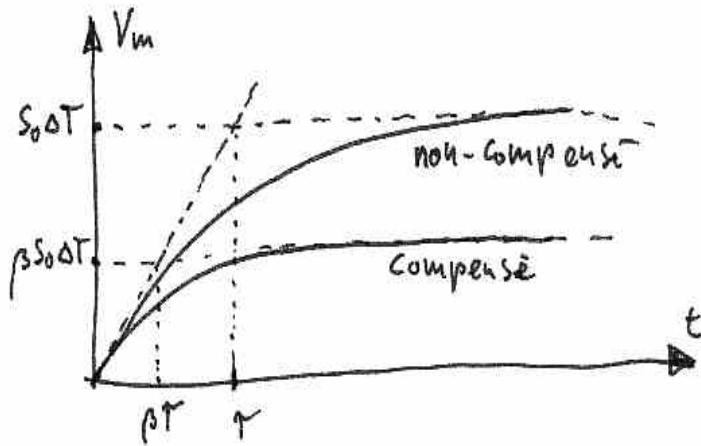
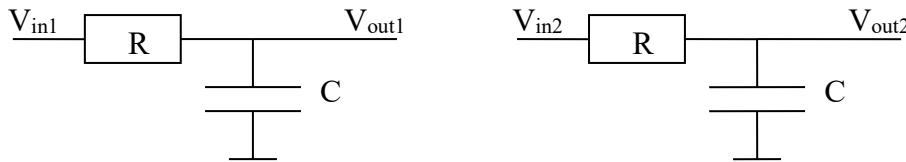


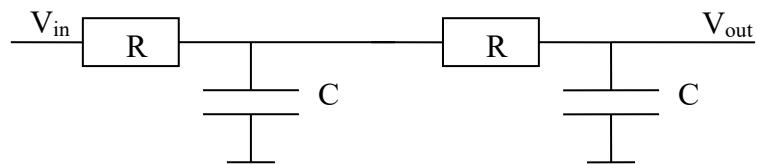
Illustration de l'effet d'une compensation passive sur la réponse à un saut pour un capteur du premier ordre. Le temps de réponse est diminué d'un facteur β . Mais la tension de sortie est aussi diminuée d'un facteur β .

Note : En général, la fonction de transfert de deux systèmes en série n'est pas le produit de deux fonctions de transfert.

Exemple :



$$G_1(j\omega) = \frac{V_{out1}}{V_{in1}} = G_2(j\omega) = \frac{V_{out2}}{V_{in2}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$



$$G_1(j\omega)G_2(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega 2RC - \omega^2 R^2 C^2}$$

$$G(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + j\omega 3RC - \omega^2 R^2 C^2}$$

donc :

$$G(j\omega) \neq G_1(j\omega)G_2(j\omega)$$

Raison : l'impédance d'entrée du 2^{eme} circuit n'est pas infini, l'impédance de sortie du 1^{ere} circuit n'est pas nul → les circuits sont « couplés » → $G(j\omega) \neq G_1(j\omega)G_2(j\omega)$

La linéarité des deux systèmes est une condition nécessaire mais pas suffisante pour avoir $G(j\omega) = G_1(j\omega)G_2(j\omega)$. Si et seulement si les deux circuits sont indépendants (l'impédance d'entrée du 2^{eme} circuit très élevé par rapport à l'impédance de sortie du 1^{ere} circuit) alors $G(j\omega) = G_1(j\omega)G_2(j\omega)$

Propagation des changements et des incertitudes (simplifiée)

A est une fonction de B, C, D, \dots : $A = f(B, C, D, \dots)$

En supposant que les corrélations sont négligeables (variables indépendantes):

Si B change de ΔB_c , C change de ΔC_c , etc. ... quel est le **changement** ΔA_c de A ?

$$\Delta A_c = \left(\frac{\partial f}{\partial B} \Delta B_c \right) + \left(\frac{\partial f}{\partial C} \Delta C_c \right) + \left(\frac{\partial f}{\partial D} \Delta D_c \right) + \dots$$

Si B a une **incertitude** ΔB , C a une **incertitude** ΔC , etc. ... quel est l'a une **incertitude** ΔA de A ?

$$\Delta A = \left| \frac{\partial f}{\partial B} \Delta B \right| + \left| \frac{\partial f}{\partial C} \Delta C \right| + \left| \frac{\partial f}{\partial D} \Delta D \right| + \dots$$

Si B a une **incertitude** avec écart-type σ_B , C a une **incertitude** avec écart-type σ_C , etc... quelle est l'écart-type σ_A de A ?

$$\sigma_A = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial B} \right)^2 \sigma_B^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial C} \right)^2 \sigma_C^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial D} \right)^2 \sigma_D^2 + \dots}$$

Exemple:

$$A = \frac{2B}{C} \Rightarrow \Delta A_c = \left(\frac{2}{C} \Delta B_c \right) - \left(\frac{2B}{C^2} \Delta C_c \right), \Delta A = \left(\frac{2}{C} \Delta B \right) + \left(\frac{2B}{C^2} \Delta C \right), \sigma_A = \sqrt{\left(\frac{2}{C} \right)^2 \sigma_B^2 + \left(\frac{2B}{C^2} \right)^2 \sigma_C^2}$$

Structures de mesure

x : signal à l'entrée du capteur

y : signal à la sortie du capteur (tension, courant,...)

y_0 offset à la sortie du capteur

G fonction de transfert (sensibilité) du capteur

a) Mesure simple

$$y = Gx + y_0$$



$$\Delta y = \frac{\partial(Gx + y_0)}{\partial G} \Delta G + \frac{\partial(Gx + y_0)}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial(Gx + y_0)}{\partial y_0} \Delta y_0 = x \Delta G + G \Delta x + \Delta y_0$$

$$\text{pour } \Delta x = 0 \quad \Rightarrow \Delta y = x \Delta G + \Delta y_0 \quad \text{et} \quad \frac{\Delta y}{y} = \frac{x \Delta G + \Delta y_0}{Gx + y_0}$$

$$\text{pour } \Delta x = 0, \Delta y_0 = 0, y_0 = 0 \quad \Rightarrow \Delta y = x \Delta G \quad \text{et} \quad \frac{\Delta y}{y} = \frac{\Delta G}{G}$$

La sortie du capteur est sensible à une variation de la sensibilité (et de l'offset du capteur).

b) Mesure différentielle push-pull

Principe:

- deux capteurs «identiques» (sensibilité et offset identiques, i.e., $G_1 = G_2 = G$, $y_{0,1} = y_{0,2} = y_0$)
- mesure «push-pull» (les signaux d'entrée des deux capteurs ont la même amplitude mais sont de signes opposées, i.e., $x_1 = -x_2$)

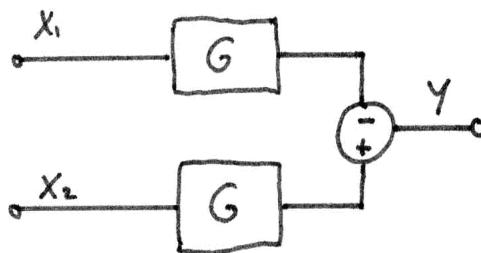
Capteurs «identique»:

$$y_1 = Gx_1 + y_0 \quad y_2 = Gx_2 + y_0$$

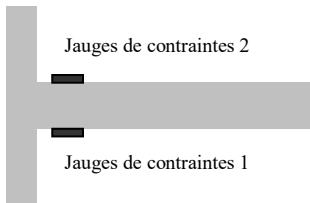
Mesure «push-pull» :

$$x_1 = -x_2 = -x \quad \rightarrow$$

$$y = y_2 - y_1 = G(x_2 - x_1) = 2Gx$$



Exemple de configuration « push-pull » :



Expansion de Taylor du point de mesure $x=0$ de la fonction $f(x) = G(x)x + y_0$:

$$f(x) = f(0) + xf'(0) + \frac{x^2}{2!}f''(0) + \frac{x^3}{3!}f'''(0) + \dots \Rightarrow$$

$$y_1(x) = y(0) - xG(0) + \frac{x^2}{2!} G'(0) - \frac{x^3}{3!} G''(0) + \dots$$

$$y_2(x) = y(0) + xG(0) + \frac{x^2}{2!} G'(0) + \frac{x^3}{3!} G''(0) + \dots$$

$$y(x) = y_2(x) - y_1(x) = 2xG(0) + \frac{x^3}{3} G''(0) + \dots$$

$G(0)$: sensibilité (autour du point de mesure $x=0$)

y_0 : offset (décalage du zéro)

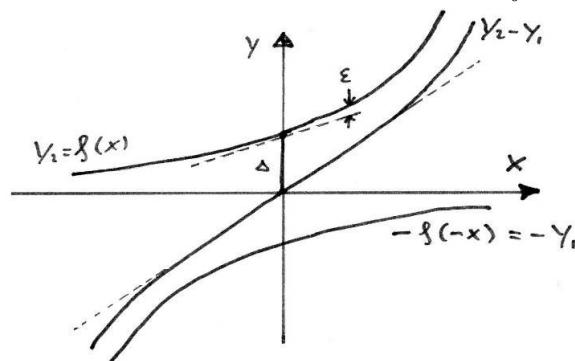


Illustration de l'effet d'une mesure différentielle de type push-pull. On voit que la courbe $y_2 - y_1$ présente un point d'inflexion (fonction cubique) autour de zéro et que l'offset est éliminé.

$$\Delta y \approx \frac{\partial(2xG(0))}{\partial G(0)} \Delta G(0) + \frac{\partial(2xG(0))}{\partial x} \Delta x = 2x\Delta G(0) + 2G(0)\Delta x$$

$$\text{pour } \Delta x = 0 \Rightarrow \Delta y \approx 2x\Delta G(0)$$

Avantage : l'offset et les non-linéarités quadratiques de la sensibilité sont éliminées.

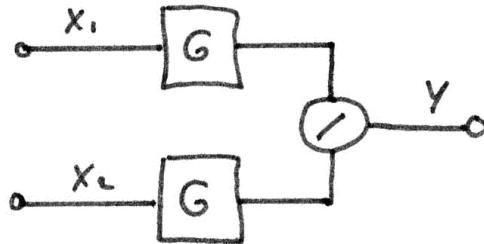
Limitation : la mesure différentielle reste sensible à la dérive temporelle de la sensibilité.

c) Mesure ratiométrique

Principe:

- deux capteurs «identiques» sans offset (sensibilité identique, i.e., $G_1 = G_2 = G$, $y_{0,1} = y_{0,2} = 0$)

$$y = \frac{y_2}{y_1} = \frac{Gx_2}{Gx_1} = \frac{x_2}{x_1}$$



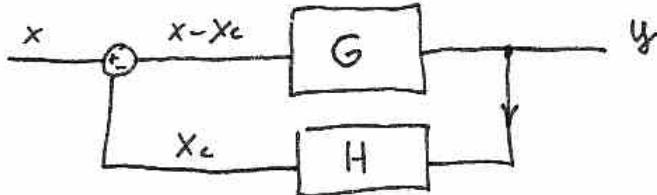
$$\Delta y = \frac{\partial \left(\frac{x_2}{x_1} \right)}{\partial x_2} \Delta x_2 + \frac{\partial \left(\frac{x_2}{x_1} \right)}{\partial x_1} \Delta x_1 = \frac{1}{x_1} \Delta x_2 - \frac{x_2}{x_1^2} \Delta x_1$$

$$\text{pour } \Delta x_1 = 0 \quad \Rightarrow \quad \Delta y = \frac{1}{x_1} \Delta x_2$$

Cela signifie que si expérimentalement il est possible de maintenir l'un des deux signaux d'entrée fixes (e.g., $\Delta x_1 = 0$), la variation de la sortie Δy dépend uniquement de la variation de l'autre entrée Δx_2 et ne dépend plus de la sensibilité du capteur G .

Avantage: élimination de l'effet de la dérive de la sensibilité.

d) Mesure en boucle fermée ("contre réaction")



Principe d'un système en contre-réaction. G représente la fonction de transfert du capteur (sensibilité) et H la fonction de transfert de l'élément de contre-réaction.

$$y = (x - x_c)G \text{ et } x_c = Hy \rightarrow y = \frac{G}{1+GH}x$$

$$\Delta y = \frac{\partial \left(\frac{G}{1+GH}x \right)}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial \left(\frac{G}{1+GH}x \right)}{\partial G} \Delta G + \frac{\partial \left(\frac{G}{1+GH}x \right)}{\partial H} \Delta H = \frac{G}{1+GH} \Delta x - \frac{GHx}{(1+GH)^2} \Delta G + \frac{x}{1+GH} \Delta G + \frac{G^2x}{(1+GH)^2} \Delta H$$

pour $\Delta x = 0$ et $\Delta H = 0 \Rightarrow$

$$\Delta y = \left(-\frac{GHx}{(1+GH)^2} + \frac{x}{1+GH} \right) \Delta G = \left(\frac{x}{(1+GH)^2} \right) \Delta G = \left(\frac{y}{G(1+GH)} \right) \Delta G$$

$$\text{pour } GH \gg 1 \Rightarrow \Delta y = \left(\frac{y}{GH} \right) \frac{\Delta G}{G} \quad \text{et} \quad \frac{\Delta y}{y} = \frac{1}{GH} \frac{\Delta G}{G} \quad \text{et} \quad y \approx \frac{1}{H}x$$

1) dérive de sensibilité réduite de $1/GH$ par la contre réaction (par rapport à la mesure simple)

(pour $GH=1000$, une dérive de 10% de G induit une variation de 0.01% sur y)

2) Augmentation de la bande passante (si limitée par G)

Exemples de feedback : Force (balance, accéléromètre), champ magnétique (capteur de courant)

Bruit (considérations générales)

- Origine du bruit :
- (a) Externe au capteur
 - ondes électromagnétiques produites par des décharges dans l'atmosphère (bruit atmosphérique), par des explosions dans le cosmos (bruit cosmique), par les réseaux d'alimentation (50 Hz et multiple), par des circuits à proximité, ...
 - ondes acoustique produites par des vibrations mécaniques,
 -
 - (b) Interne au capteur
 - bruit thermique
 - bruit grenaille (shot-noise)
 - bruit $1/f$
 - ...
- Remèdes :
- design du capteur, blindage, filtrage, technique de mesure,

Définitions (exemple pour bruit en tension avec valeur moyenne nulle):

Tension de bruit :

$$v_n(t) \quad [\text{V}]$$

Valeur moyenne de $v_n(t)$:

$$\overline{v_n} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{T} \int_0^T v_n(t) dt \right) \quad [\text{V}]$$

Valeur quadratique moyenne de $v_n(t)$:

$$\overline{v_n^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{T} \int_0^T (v_n(t))^2 dt \right) \quad [\text{V}^2]$$

Valeur root-mean-square (rms) ou écart-type de $v_n(t)$:

$$v_{n,rms} = \sqrt{\overline{v_n^2}} = \sqrt{\lim_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{T} \int_0^T (v_n(t))^2 dt \right)} \quad [\text{V}]$$

Densité spectrale de puissance de $v_n(t)$:

$$S_n(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left| \int_0^T v_n(t) e^{-i2\pi ft} dt \right|^2 \quad [\text{V}^2/\text{Hz}]$$

Densité spectrale de tension de $v_n(t)$:

$$\sqrt{S_n(f)} \quad [\text{V}/\text{Hz}^{1/2}]$$

Relation entre densité spectrale et valeur rms :

$$v_{n,rms} = \sqrt{\int_0^{\infty} S_n(f) df} \quad [\text{V}]$$

Bruit blanc:

$$\text{Bruit blanc} \equiv \begin{cases} S_n(f) = cst = S_n & (\text{densité spectral constante}) \\ \overline{v_n} = 0 \end{cases}$$

- pour une bande ∞ : $v_{n,rms} = \sqrt{\int_0^{\infty} S_n(f) df} = \sqrt{S_n} \sqrt{\int_0^{\infty} df} = \infty$ (Energie associé infinie !)

- pour une bande $\Delta f = f_2 - f_1$: $v_{n,rms} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} S_n(f) df} = \sqrt{S_n} \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} df} = \sqrt{S_n \Delta f}$

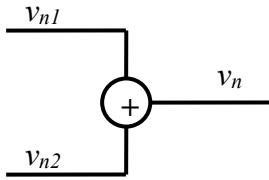
Tous les bruits réels ne sont pas exactement «blancs» (la densité spectrale n'est pas la même à toutes les fréquences, mais seulement dans une gamme de fréquences plus ou moins large).

Rapport signal-sur-bruit (rapport de « puissances » ou rapport de tensions)

« Puissance » : $\frac{S}{N} = \frac{\overline{v_s^2}}{\overline{v_n^2}}$ ou en dB : $\frac{S}{N} = 10 \log_{10} \left(\frac{\overline{v_s^2}}{\overline{v_n^2}} \right)$

Tensions : $\frac{S}{N} = \frac{v_{s,rms}}{v_{n,rms}}$ ou en dB : $\frac{S}{N} = 20 \log_{10} \left(\frac{v_{s,rms}}{v_{n,rms}} \right)$

Addition de signaux de bruit



$$v_n(t) = v_{n1}(t) + v_{n2}(t)$$

$$\begin{aligned}\overline{v_n^2} &= \frac{1}{T} \int_0^T (v_n(t))^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T (v_{n1}(t) + v_{n2}(t))^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T ((v_{n1}(t))^2 + (v_{n2}(t))^2 + 2v_{n1}(t)v_{n2}(t)) dt = \overline{v_{n1}^2} + \overline{v_{n2}^2} + 2\overline{v_{n1}v_{n2}} \rightarrow \\ \overline{v_n^2} &= \overline{v_{n1}^2} + \overline{v_{n2}^2} + 2\overline{v_{n1}v_{n2}}\end{aligned}$$

Par définition pour des bruits non-corrélés: $\overline{v_{n1}v_{n2}} = 0 \rightarrow$

$$1) \overline{v_n^2} = \overline{v_{n1}^2} + \overline{v_{n2}^2} \quad \rightarrow \quad v_{n,rms} = \sqrt{\overline{v_n^2}} = \sqrt{\overline{v_{n1}^2} + \overline{v_{n2}^2}} = \sqrt{(\overline{v_{n1,rms}})^2 + (\overline{v_{n2,rms}})^2}$$

2) $\overline{v_n^2}$ (i.e., la "puissance" totale du bruit) est égale à la somme des valeurs quadratique moyennes $\overline{v_{n1}^2} + \overline{v_{n2}^2}$ (i.e., la somme des "puissances" du bruit).

3) La valeur rms de la somme des bruit $v_{n,rms} = \sqrt{\overline{v_n^2}}$ n'est pas la somme des valeurs root-mean-square (i.e., $v_{n,rms} \neq v_{n1,rms} + v_{n2,rms}$).

4) Si $v_{n1,rms} = v_{n2,rms} = v_{n3,rms} = \dots = v_{nN,rms} \Rightarrow v_{n,rms} = \sqrt{N}v_{n1,rms}$

Exemple de bruits non-corrélés: les bruits thermique aux bornes de deux résistances électro-magnétiquement séparées.

Bruit thermique dans une résistance (Johnson noise)

Origine: mouvement aléatoire des électrons à l'intérieur de la résistance.

Bruit en tension :

$$\begin{aligned} S_n(f) &= 4k_B T R & [\text{V}^2/\text{Hz}] \\ \overline{v_n^2} &= 4k_B T R \Delta f & [\text{V}^2] \\ v_{n,rms} &= \sqrt{4k_B T R} \sqrt{\Delta f} & [\text{V}] \end{aligned}$$

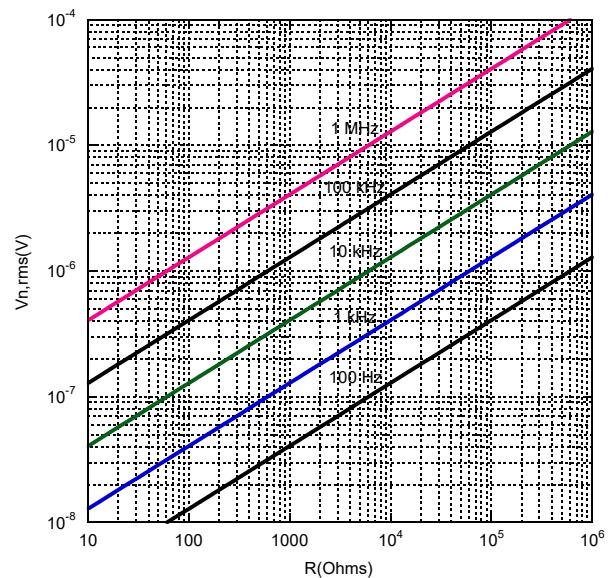
Bruit en courant:

$$\begin{aligned} S_n(f) &= 4k_B T / R & [\text{A}^2/\text{Hz}] \\ \overline{i_n^2} &= 4k_B T \Delta f / R & [\text{A}^2] \\ i_{n,rms} &= \sqrt{4k_B T} \sqrt{\Delta f} / \sqrt{R} & [\text{A}] \end{aligned}$$

Δf : bande passante [Hz]

$$k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} \quad k_B T (@T=300 \text{ K}) = 4.14 \cdot 10^{-21} \text{ J} = 0.026 \text{ eV}$$

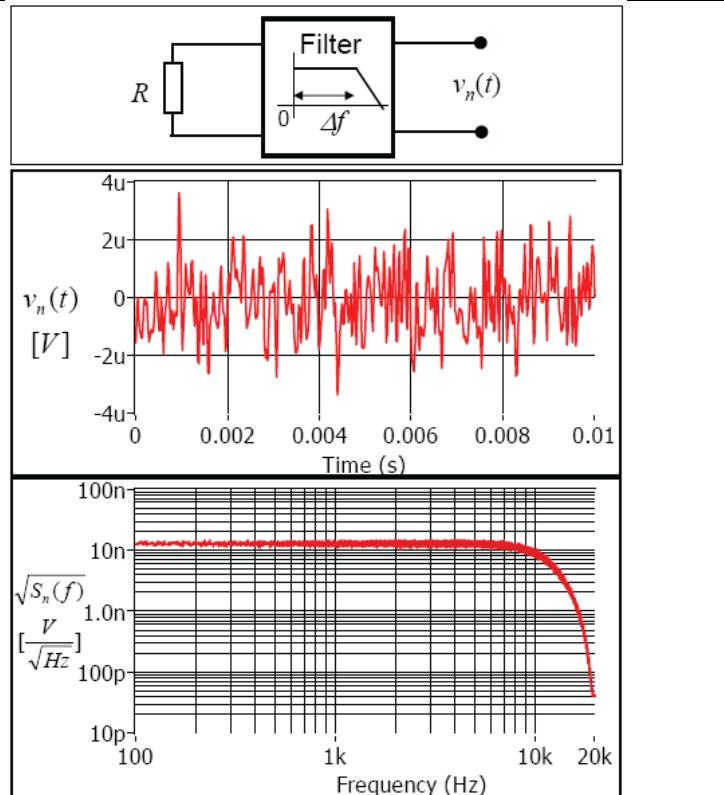
- Le bruit thermique dans une résistance est «blanc» (densité spectrale indépendant de la fréquence pour $f \ll k_B T/h$)
- Le bruit thermique dans une résistance existe même sans courant ou tension appliquée.
- Si $T=300\text{K} \rightarrow v_{n,rms} = 0.128 \cdot 10^{-9} (V / \sqrt{\Omega \text{ Hz}}) \cdot \sqrt{R} \sqrt{\Delta f}$
- Si $T=300 \text{ K}$, $R=10 \text{ k}\Omega$, $\Delta f=10 \text{ kHz} \rightarrow \sqrt{S_n(f)} = \sqrt{4k_B T R} = 12.8 \text{ nV/Hz}^{1/2}$ et $v_{n,rms}=1.28 \mu\text{V}$



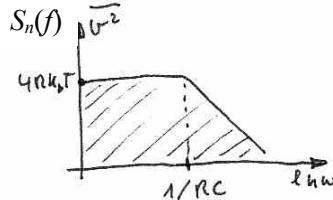
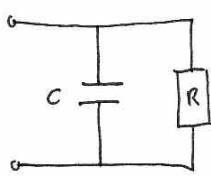
Bruit thermique en tension aux bornes d'une résistance.

(gauche) Valeur rms $v_{n,\text{rms}}$ en fonction de la bande passante et de la valeur de la résistance pour $T = 300 \text{ K}$.

(droite) Tension $v_n(t)$ en fonction du temps et spectre du bruit $(S_n(f))^{1/2}$ pour $R = 10 \text{ k}\Omega$, $\Delta f = 10 \text{ kHz}$, $T = 300 \text{ K}$.



Bruit thermique dans un circuit RC



Bande passante et puissance du bruit dans une résistance couplée à une capacité. L'énergie thermique $\frac{1}{2} k_B T$ vaut l'énergie moyenne stockée dans la capacité $\frac{1}{2} CV^2$

$$Z_{RC} = R // Z_c = \frac{R(1/j\omega C)}{R + (1/j\omega C)} = \frac{R - j\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2} = \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} - \frac{j\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

$$S_n(f) = 4k_B T (\Re e[Z_{RC}]) = 4k_B T \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \text{ (densité spectrale du bruit aux bornes du circuit RC)}$$

$$\overline{v_n^2} = 4k_B T R \int_0^\infty \frac{1}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \frac{d\omega}{2\pi} = 4k_B T R \frac{1}{4RC} = \frac{k_B T}{C} \Rightarrow \overline{v_n^2} = \frac{k_B T}{C} \Rightarrow v_{n,rms} = \sqrt{\frac{k_B T}{C}}$$

La valeur *rms* de la tension du bruit aux bornes du circuit *RC* ne dépend pas de la valeur de *R* !
(explication intuitive: une plus grande valeur de *R* implique une bande passante plus petite).

(note: la bande passante «équivalente» du bruit du circuit *RC* est: $\Delta f = \frac{1}{4RC} > \frac{1}{2\pi RC} = f_c$)

- pour une capa de 20 pF $\rightarrow v_{n,rms} = 14 \mu V$ (@300K)
- pour une capa de $1 \times 1 \mu m^2$, $d=0.1 \mu m$, $\epsilon_r=2$, $C=0.18 \text{ fF}$ $\rightarrow v_{n,rms} = 5 \text{ mV}$ (@300K)

Notes :

1) Le bruit thermique est dit «blanc», par analogie avec la lumière, car toutes les fréquences sont également représentées dans le spectre. Cela n'est pas rigoureusement correcte (l'énergie associée serait infinie), mais cette approximation est tout à fait valable dans les domaines de fréquences (et températures) où l'on travaille habituellement.

En général: $S_n(f) = \frac{4Rhf}{e^{\frac{hf}{k_B T}} - 1}$ (donc $S_n(f) \approx 4k_B T R$ pour $hf \ll k_B T$)

(pour $T=300$ K, la condition de validité est $f \ll 10$ THz)

(pour $T=0.3$ K, la condition de validité est $f \ll 10$ GHz)

Exemple: Pour $f=100$ GHz et $T=4.2$ K la densité spectral du bruit thermique est réduit de 50% par rapport à $f=0$ Hz.

2) On peut obtenir l'expression $\overline{v^2} = 4k_B T R \Delta f$ avec les considérations intuitives suivantes :

Puissance thermique : $P_{th} = E_{th} \Delta f \approx k_B T \Delta f$ (E_{th} : énergie thermique des électrons)

Puissance dissipée dans la résistance: $P_{th} = R \overline{i^2} = \frac{1}{R} \overline{v^2}$

donc : $\overline{v^2} \approx k_B T R \Delta f$ et $\overline{i^2} \approx \frac{k_B T \Delta f}{R}$

Bruit de grenaille (shot noise, Schottky noise, quantum noise)

Origine: dans le système électronique est causé par le fait que le courant électrique n'est pas continu mais constitué de porteurs de charge élémentaires (électrons, trous, ..). Ce bruit existe également en optique pour un flux lumineux (constitué d'un ensemble de photons).

$$i(t) = i_0 + i_n(t)$$

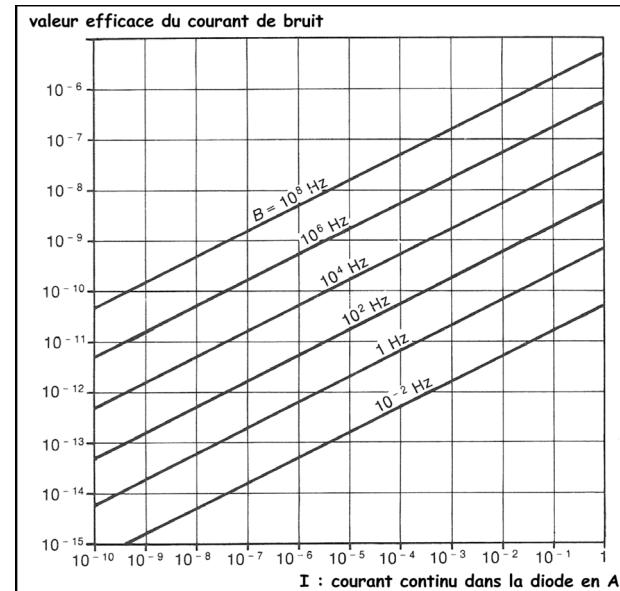
où $S_n(f) = 2ei_0$ [A²/Hz]

$$\rightarrow i_{n,rms} = \sqrt{2ei_0} \sqrt{\Delta f}$$
 [A]

(i_0 :courant moyen)

Notes: $S_n(f) = 0$ pour $i_0 = 0$

$S_n(f) = cst$ (bruit blanc)



Notes :

1) On peut obtenir l'expression $i_{n,rms} = \sqrt{2ei_0} \sqrt{\Delta f}$ avec les considérations intuitives suivantes :

Processus stochastique : \bar{n} charges par seconde (en moyenne) \rightarrow $i_0 = \bar{n}e$

Pour un temps d'observation T : $\bar{N} = \bar{n}T$ \rightarrow $i_0 = \bar{N}e / T$

Fluctuation (Poisson process): $\Delta N = \sqrt{\bar{N}}$ \rightarrow $\Delta i \equiv \Delta Ne/T = \sqrt{ei_0} \sqrt{1/T}$

On définit la bande passante par: $\Delta f=1/2T$ \rightarrow $\Delta i = \sqrt{2ei_0} \sqrt{\Delta f}$

Exemples: $i_0 = 10^3 A$, $\Delta f = 10 \text{ Hz} \rightarrow i_{n,rms} = 57 \text{ nA}$ ($e = 1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$)
 $i_0 = 1 \text{ mA}$, $\Delta f = 10 \text{ Hz} \rightarrow i_{n,rms} = 57 \text{ pA}$

2) Le bruit de grenaille est souvent dominant sur les autres bruits dans les jonctions PN et Schottky. En fait, il y a "transition continue" entre le bruit de grenaille et le bruit thermique (voir R. Sarpeshkar et al., "White noise in MOS transistors and resistors", *IEEE Circuits Devices Mag.*, 23–29, 1993). Dans les résistances, typiquement, le bruit dominant est le bruit thermique. Dans les résistances de très petite taille le bruit de grenaille est observable.

3) Ce bruit est modélisé par une source de courant, placée en parallèle du composant idéal non bruyant, et de densité spectrale $S_n(f) = 2ei_0$.

Bruit 1/f (Flicker noise)

Origine: pas très claire !! Apparaît dans de nombreux systèmes en électronique, biologie, géophysique, médecine, musique, finance....

Exemples: courant dans une résistance et dans un transistor, potentiel de membrane d'une cellule, période de rotation de la Terre,

Densité spectrale : $S_n(f) = \frac{C}{f}$ [V²/Hz], [I²/Hz],

(En général : $S_n(f) = \frac{C}{f^\gamma}$, avec $\gamma \approx 1$)

Notes :

1) Puissance du bruit 1/f dans une bande de fréquence f_2-f_1 :

$$\overline{v_n^2} = \int_{f_1}^{f_2} S_n(f) df = \int_{f_1}^{f_2} \frac{C}{f} df = C(\ln f_2 - \ln f_1) \quad \Rightarrow \quad \overline{v_n^2} = C \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right), \quad v_{n,rms} = \sqrt{C \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}$$

→ La puissance de bruit 1/f est la même pour chaque décade de fréquence, i.e., $\overline{v_n^2}(1 \text{ Hz}, 10 \text{ Hz}) = \overline{v_n^2}(100 \text{ Hz}, 1000 \text{ Hz})$

2) Lorsque f tend vers 0, $S_n(f) = \frac{C}{f}$ diverge (densité spectrale de bruit infini !). Le temps de mesure T_m détermine la limite inférieure de la bande passante: $f_{\min} = 1/T_m$

Donc, dans la bande passante entre f_{\min} et f_{\max} : $\overline{v_n^2} = C \ln(f_{\max} T_m)$

3) Le fait que la densité spectrale tend vers l'infini pour des fréquences qui tendent vers zéro représente un vrai problème "pratique" ?
Exemple numérique: Pour un bruit de 10 µV par racine de décade, le bruit total sur 16 décades au-dessous de 1 Hz est seulement 40 µV.

$$\sqrt{16 \text{ decades} \times (100 \times 10^{-12} \text{ V}^2 / \text{décade})} = 40 \times 10^{-6} \text{ V}$$

(16 décades au-dessous de 1 Hz correspondent à une période de 320 million d'années... donc le problème de la divergence de la densité spectrale du bruit $1/f$ ne représente pas un vrai problème "pratique" mais seulement "théorique").

4) Dans les composants semiconducteurs :

- La densité spectrale $S_n(f)$ du bruit $1/f$ est souvent $\propto 1/N$ (N : nombre de porteurs de charge). Donc le bruit $1/f$ est plus grand dans les composants plus petits.

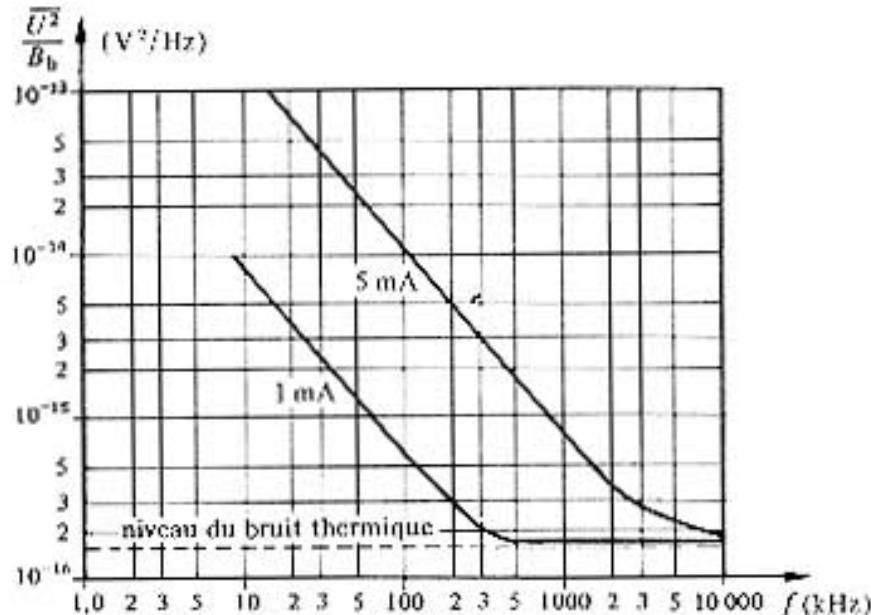
- Le bruit $1/f$ est grand en présence de défauts et états de surface.

- L'origine du bruit $1/f$ dans les composants semiconducteurs est souvent attribuée à la variation du nombre des porteurs de charge et/ou à la variation de la mobilité des porteurs de charge.

- Le bruit $1/f$ dans un transistor MOS a pour origine principale les fluctuations du nombre de porteurs de charge le canal. À l'interface entre le canal du transistor et l'oxyde de grille, il existe des états pièges. Ces pièges peuvent capturer temporairement des électrons (ou des trous) et les relâcher après un certain temps. Cela provoque des fluctuations du nombre de porteurs libres dans le canal, ce qui entraîne des variations aléatoires du courant de drain.

Exemples :

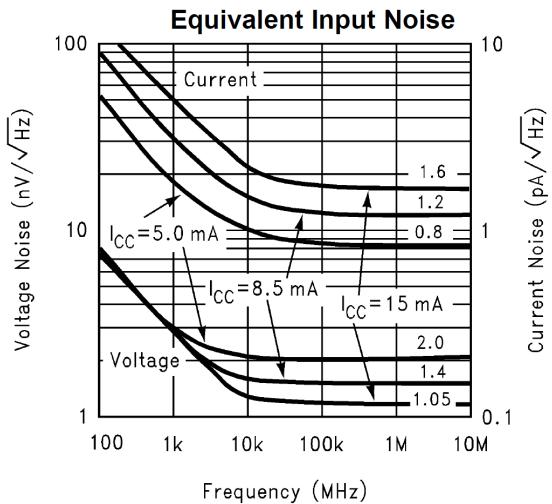
(1) Résistances (bruit thermique + bruit 1/f)



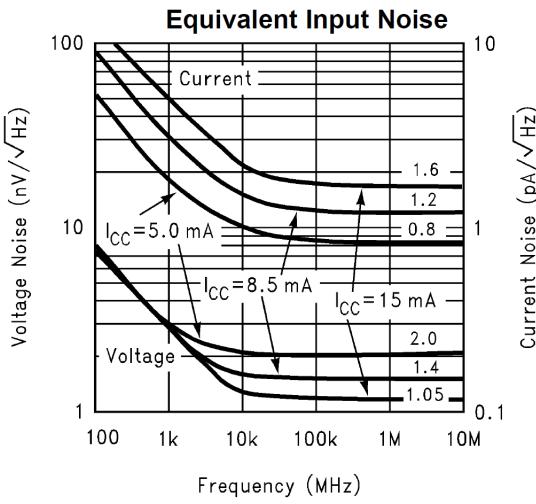
Densité spectrale de puissance de la tension de bruit aux bornes d'une résistance agglomérée de $10\text{ k}\Omega$, d'après [22].

Bruit en tension aux bornes d'une résistance agglomérée de $10\text{ k}\Omega$ (bruit $1/f$ et bruit thermique). Les résistances agglomérées ont un bruit $1/f$ grand. Corner-frequency: 400 kHz ($I_0=1\text{ mA}$), 5000 kHz ($I_0=5\text{ mA}$) (corner frequency=fréquence à partir de laquelle le bruit est limité par le bruit thermique). Le bruit $1/f$ dépend du courant I_0 (est nul pour $I_0=0$). Le bruit thermique ne dépend pas de I_0 (en première approx.).

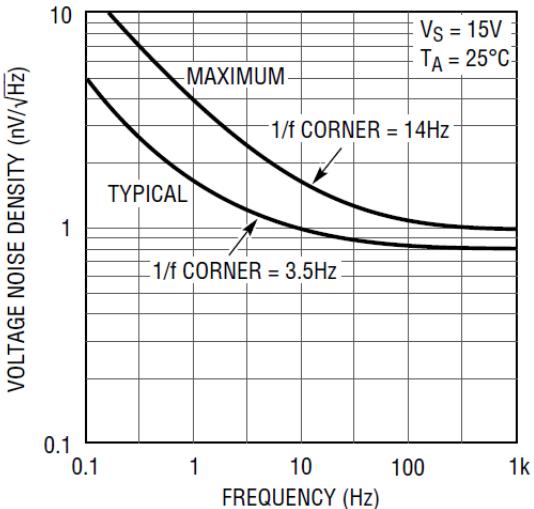
(2) Amplificateur opérationnel (bruit thermique + bruit 1/f)



Equivalent input noise in OPA2277

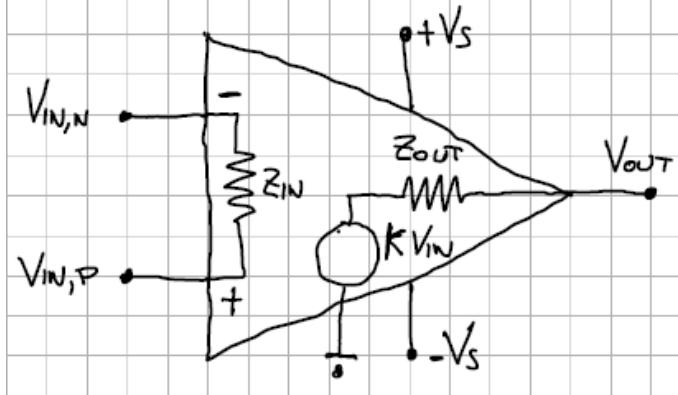


Equivalent input noise in CLC425



Equivalent input noise in LT1028

Amplificateur opérationnel (rappel)



Modèle schématique d'un amplificateur opérationnel. Pour analyser les circuits avec ampli-op nous utilisons les deux caractéristiques idéales suivantes de l'ampli-op:

1. Les tensions des deux fils d'entrée doivent être (presque) égales.
2. Les courants traversant chacun des deux fils d'entrée doivent être (presque) nuls.

L'ampli-op n'est pas utilisable dans sa forme en boucle ouverte, notamment parce que le gain K est très grand et pas stable. L'ampli-op est couramment utilisée en boucle fermée.

(C. De Silva, Sensors and Actuators, p.59)

Amplificateur opérationnel idéal (réelle):

Impédance d'entrée:

$$Z_{IN} = \infty \quad (1 \text{ to } 100 \text{ M}\Omega)$$

Impédance de sortie:

$$Z_{OUT} = 0 \quad (10 \text{ to } 100 \Omega)$$

Gain en boucle ouverte:

$$K = \infty \quad (10^5 \text{ to } 10^9)$$

Tension d'alimentation:

$$V_S = \infty \quad (1 \text{ to } 100 \text{ V})$$

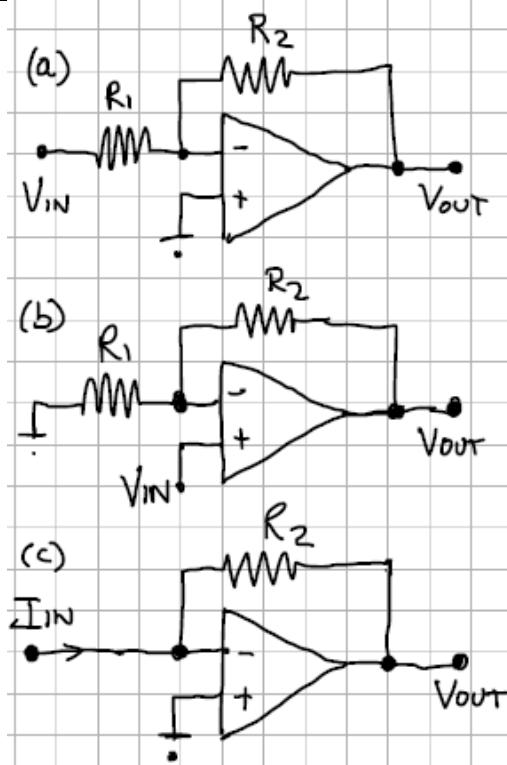
Tension de sortie:

$$V_{OUT} = KV_{IN} = K(V_{IN,P} - V_{IN,N}) \\ (|V_{OUT}| \leq |V_S|)$$

Bande passante de fréquence en boucle ouverte:

$$\Delta f = \infty \quad (10 \text{ to } 1000 \text{ Hz})$$

Circuits élémentaires avec amplificateur opérationnel (rappel)



(a) Amplificateur de tension inverseur :

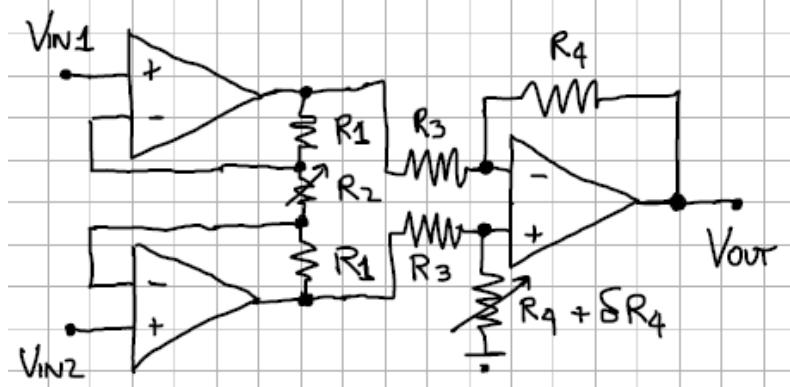
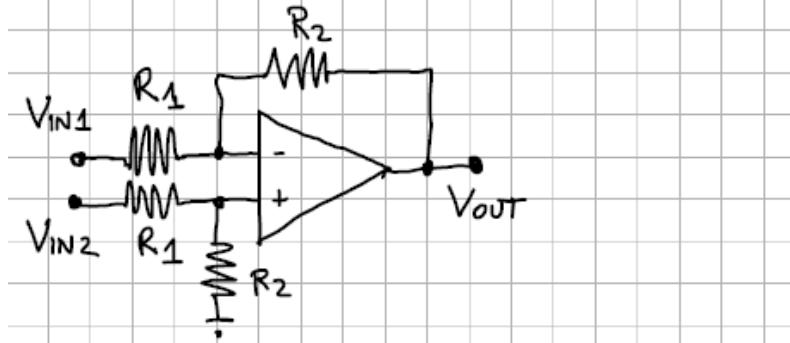
$$V_{OUT} = -\frac{R_2}{R_1} V_{IN}$$

(b) Amplificateur de tension non-inverseur :

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{IN}$$

(c) Amplificateur à trans-impédance :

$$V_{OUT} = -R_2 I_{IN}$$



(d) Amplificateur différentiel standard:

$$V_{OUT} = \frac{R_2}{R_1} (V_{IN1} - V_{IN2})$$

(e) Amplificateur différentiel d'instrumentation:

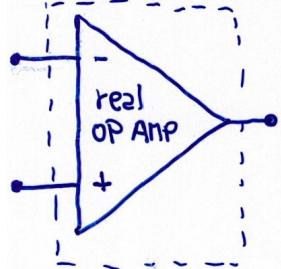
$$V_{OUT} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) (V_{IN1} - V_{IN2})$$

Gain réglable avec potentiomètre R_2 .

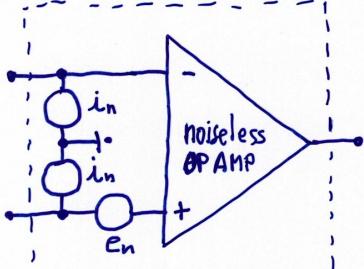
Impédance d'entrée "infinie".

Suppression de l'offset de sortie avec δR_4 .

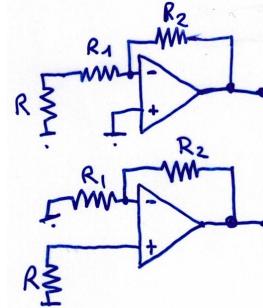
Bruit dans les circuits avec amplificateur opérationnelle



(a) Amplificateur opérationnelle.



(b) Modèle de bruit de l'amplificateur opérationnelle.



(c) Amplificateur inverseur (haut), amplificateur non-inverseur (bas) pour capteur résistif réalisé avec amplificateur opérationnelle. R est la résistance du capteur.

Le bruit total à la sortie de l'amplificateur est:

Amplificateur inverseur :

$$S_n(f) = (i_n R_2)^2 + \left(e_n \frac{R + R_1 + R_2}{R + R_1} \right)^2 + \left(4k_B T R \left(\frac{R_2}{R_1 + R} \right)^2 \right) + \left(4k_B T R_1 \left(\frac{R_2}{R_1 + R} \right)^2 \right) + (4k_B T R_2)$$

Pour $R_2 \gg R_1$ et $R \ll R_1$:

$$S_n(f) = (i_n R_2)^2 + \left(e_n \frac{R_2}{R_1} \right)^2 + \left(4k_B T R_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 \right)$$

Pour $R_2 \gg R_1$ et $R \cong R_1$:

$$S_n(f) \cong (i_n R_2)^2 + \left(e_n \frac{R_2}{2R} \right)^2 + 2 \left(4k_B T R \left(\frac{R_2}{2R} \right)^2 \right)$$

Amplificateur non-inverseur :

$$S_n(f) = \left(i_n R_2\right)^2 + \left(i_n R \frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)^2 + \left(e_n \frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)^2 + \left(4k_B T R_1 \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2\right) + \left(4k_B T R_2\right) + \left(4k_B T R \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)^2\right)$$

Pour $R_2 \gg R_1$ et $R \gg R_1$

$$S_n(f) \approx \left(i_n R \frac{R_2}{R_1}\right)^2 + \left(e_n \frac{R_2}{R_1}\right)^2 + \left(4k_B T R \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2\right) = \left(\left(i_n R\right)^2 + \left(e_n\right)^2 + 4k_B T R\right) \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2$$

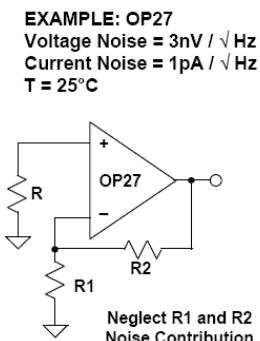
Exemples d'amplificateurs opérationnels :

- a faible bruit en tensions (pour mesure de faible tensions et de capteurs à faible résistance):

Linear Technology LT1028 : $e_n \approx 0.85 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $i_n \approx 1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

- a faible bruit en courant (pour mesure de faible courants et de capteurs à haute résistance)

Texas Instruments LMC6001 : $e_n \approx 22 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $i_n \approx 0.13 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$



CONTRIBUTION FROM	VALUES OF R		
	0	3k Ω	300k Ω
AMPLIFIER VOLTAGE NOISE	3	3	3
AMPLIFIER CURRENT NOISE FLOWING IN R	0	3	300
JOHNSON NOISE OF R	0	7	70

RTI NOISE (nV / $\sqrt{\text{Hz}}$)
 Dominant Noise Source is Highlighted

L'amplificateur opérationnel OP27 est un bon choix si la résistance du capteur R est de l'ordre de 3 k Ω . Dans ces conditions, le bruit de sortie de l'amplificateur est dominé par le bruit du capteur. Si la résistance du capteur est beaucoup plus petite ou beaucoup plus grande que 3 k Ω , le bruit de sortie est dominé par le bruit de l'amplificateur (sont bruit en tension pour des valeurs de R faibles et son bruit en courant pour des valeurs de R élevées).

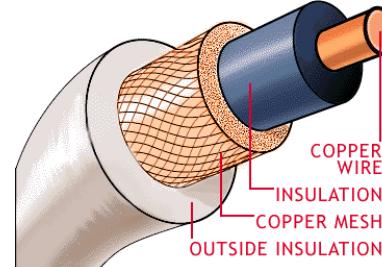
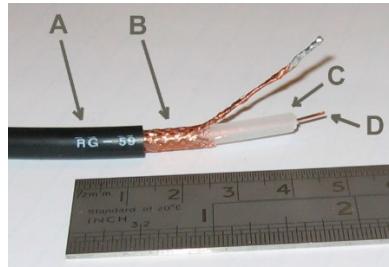
Méthodes de réduction du bruit externe

Cage de Faraday

La cage de Faraday est une enceinte conductrice qui est reliée à la terre de façon à maintenir son potentiel fixe. Cette structure peut également avoir un effet de protection contre les perturbations électromagnétiques. Pour cet usage, il n'est plus nécessaire que la structure soit reliée à la terre.



Câble coaxial



Blindage électrostatique

Principe: redistribution des charges sur le conducteur du blindage. La redistribution des charges a tendance à déterminer un champ électrique statique zéro à l'intérieur de la cage.

Réalisation : cage métallique (cage de Faraday), câble coaxial, ...

Blindage magnétostatique

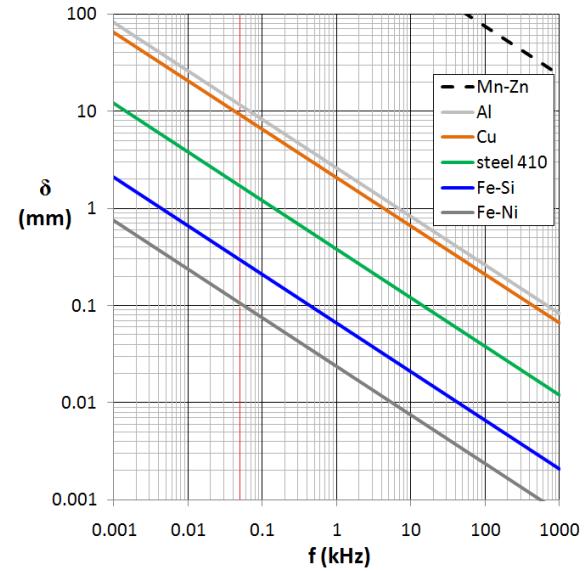
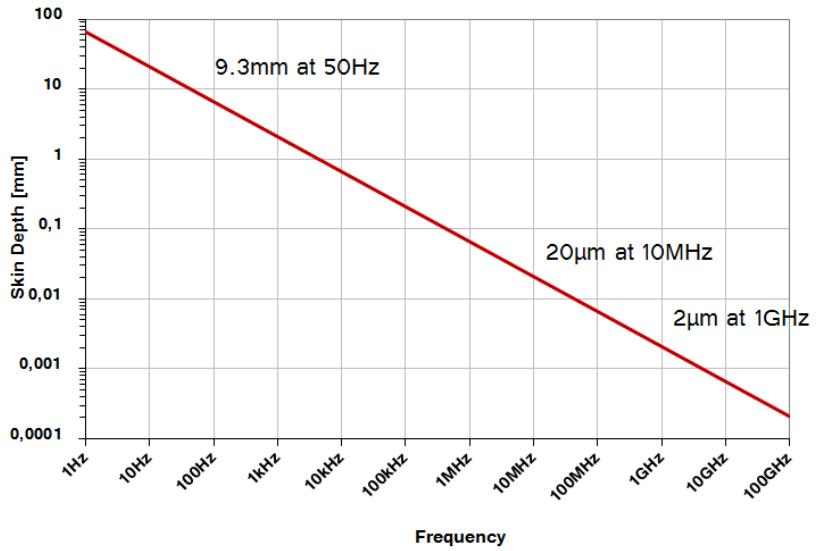
Principe: redistribution de l'orientation des dipôles magnétiques. La redistribution des orientations des dipôles magnétiques a tendance à déterminer un champ magnétique statique zéro à l'intérieur de la cage. Les matériaux permettant de réaliser un blindage magnétostatique sont des matériaux ferromagnétique doux avec une susceptibilité magnétique élevée (ex: mumetal). Les matériaux ferromagnétiques durs ne le sont pas. Dans les matériaux ferromagnétiques durs, l'aimantation n'est pas influencée par le champ externe (sauf si celui-ci est très intense). Les matériaux (isolants ou conducteurs) diamagnétiques ou paramagnétiques sont inefficaces (leur aimantation n'est pas suffisante pour compenser le champ externe).

Réalisation : cage en mumetal (approx. composition Ni₈₀Fe₁₅Mo₅)

Blindage électromagnétique

Principe: Un champ électromagnétique consiste en un champ électrique et un champ magnétique variables. Le champ électrique variable produit le déplacement de charges sur le blindage. Le champ magnétique variable produit des vortex de courant électrique (courant de Foucault) sur le blindage. Ces effets ont tendance à déterminer un champ électromagnétique (magnétique et électrique) zéro à l'intérieur de la cage. L'efficacité de la cage pour le blindage électromagnétique est influencée par la fréquence de la perturbation, par la conductivité électrique et par la perméabilité magnétique du matériau, et par l'épaisseur de la cage. Le paramètre essentiel est la distance de pénétration $\delta = 1/\sqrt{\pi\mu\sigma}$ (voir Ch. 5a).

Réalisation : cage métallique (cage de Faraday), câble coaxial, ...



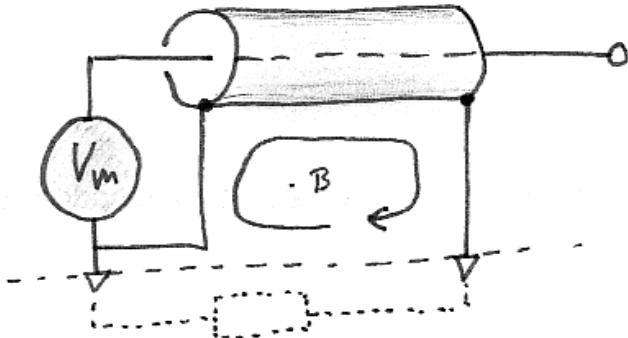
(b)

(a) Distance de pénétration $\delta = 1/\sqrt{\pi f \mu\sigma}$ pour de bons conducteurs non-ferromagnétiques (Cu, Ag, Al, Au). Pour un blindage efficace à 1 GHz, une épaisseur de minimum 2 μ m est nécessaire. Pour un blindage efficace à 50 Hz, une épaisseur de minimum 10 mm est nécessaire.

(b) Distance de pénétration $\delta = 1/\sqrt{\pi f \mu\sigma}$ pour de bons conducteurs non-ferromagnétiques (Al, Cu) et pour des conducteurs ferromagnétiques (FeSi, FeNi). Pour un blindage efficace à 50 Hz, une épaisseur de minimum 0.1 mm de FeNi est nécessaire.

Suppression de la boucle de terre

Problème



Solution

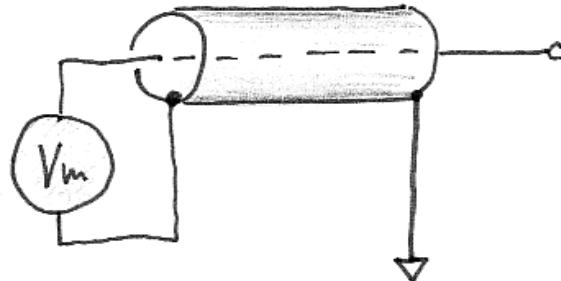
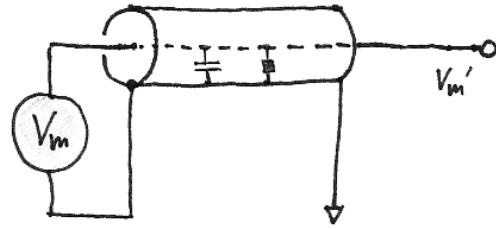


Illustration du problème de boucle de terre. Si un flux électromagnétique traverse la boucle de terre, un courant est induit dans la boucle de terre et donc un potentiel apparaît entre les deux points de masse (la connexion de masse est légèrement résistive) et perturbe la mesure. En connectant tous les points de masse à la même position de terre, on évite les boucles de terre. La surface du circuit autour de V_m doit aussi être minimisée.

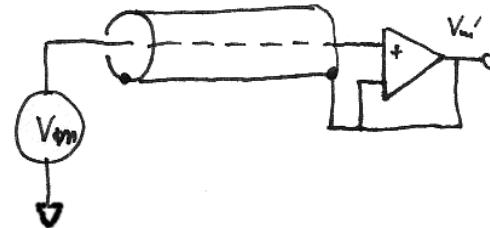
Anneau de garde (guard-ring)

Principe: blindage au même potentiel que le conducteur du signal
(\rightarrow pas de charge/décharge des capacités à cause des vibrations mécaniques \rightarrow pas de courant de fuite)

Problème



Solution



Le *guard ring* consiste à maintenir l'entourage du conducteur du signal au même potentiel que le conducteur du signal. Pour ceci, on utilise un suiveur de tension (haute impédance d'entrée). Les résistances et capacités parasites sur le *guard ring* sont pratiquement «désactivées». Le *guard ring* est important pour les mesures avec tension V_m constitué d'une tension DC importante plus une petite tension variable à mesurer.

Modulation/démodulation synchrone

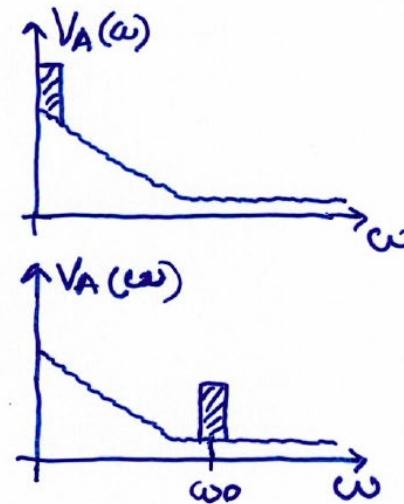
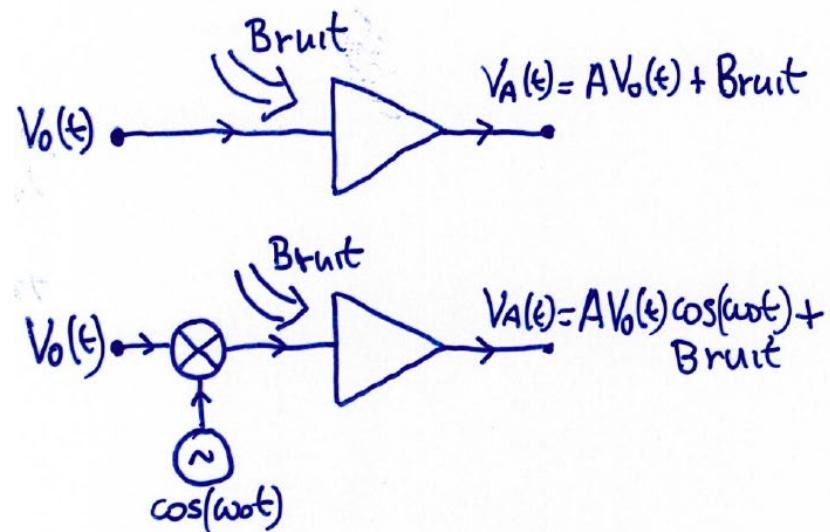


Illustration de l'effet du bruit 1/f sur un signal à basse fréquence. Sources du bruit: bruit intrinsèque de l'amplificateur et/ou bruit externe. Par une modulation, on décale le signal autour de la fréquence de modulation (où le bruit a une densité spectrale plus faible).

La modulation/démodulation synchrone exploite la modulation (à faire **avant** que le bruit entre dans le système), la démodulation, et le filtrage passe-bas (et retourne le signal dans sa position spectrale d'origine).

Schéma de principe de la modulation/démodulation synchrone : Étapes :

1. modulation du signal
2. amplification du signal modulé
3. multiplication du signal modulé et amplifié par un signal à la fréquence de référence (démodulation)
4. filtrage passe-bas

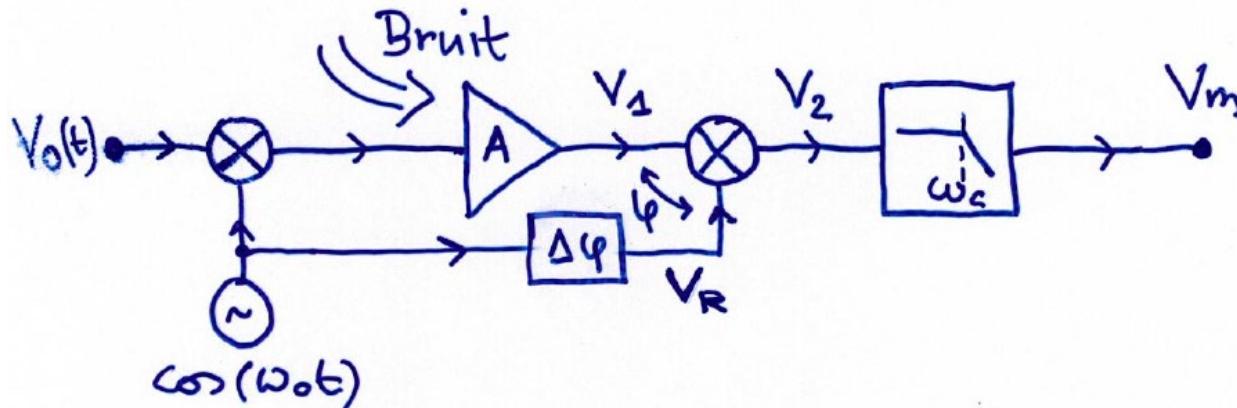
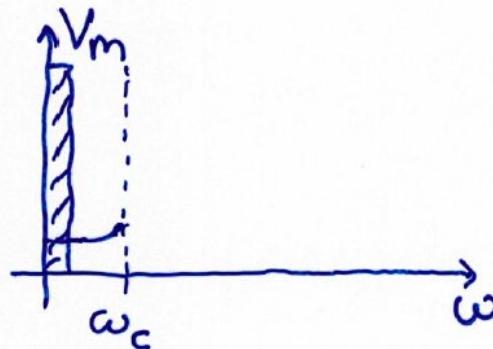
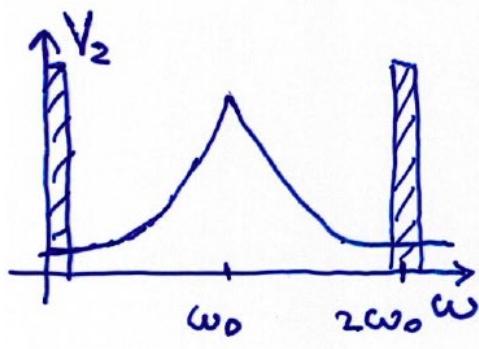
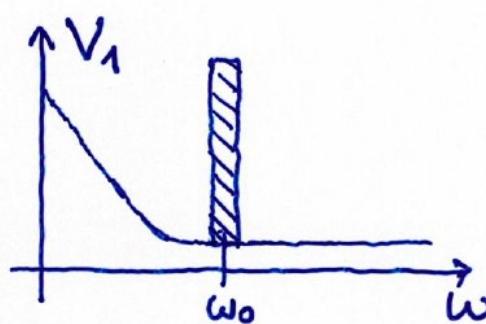
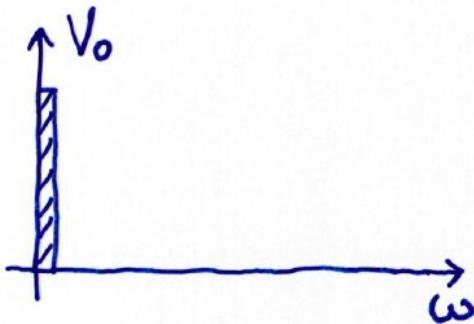


Schéma de principe de modulation/démodulation synchrone. Le signal à mesurer est modulé, puis amplifié, puis démodulé par multiplication avec le signal de modulation (référence), et filtre passe-bas. La modulation permet de décaler le signal dans un domaine de fréquence où le bruit est moindre.

Intérêt de la modulation/démodulation synchrone:

- «Sortir» du bruit 1/f (et, plus en général, du bruit à basse fréquence) des sources externes et de l'amplificateur de mesure.
- Filtrage bande étroite (qui s'adapte automatiquement à la fréquence du signal recherché).

Analyse du signal, étape par étape, dans un système de modulation/démodulation synchrone :



Modulation du signal

Signal : V_0

Après modulation

et amplification : $V_1 = AV_0 \cos \omega_0 t$ (+ le bruit 1/f non modulé)

Référence $V_R = \cos(\omega_0 t + \varphi)$ (déphasage pouvant être ajusté)

Démodulation et filtrage

$$V_2 = V_1 V_R = AV_0 \cos \omega_0 t \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (+ \text{ bruit 1/f modulé})$$

mais: $2 \cos \alpha \cos \beta = \cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)$

$$\Rightarrow V_2 = (1/2) AV_0 [\cos(2\omega_0 t + \varphi) + \cos \varphi] = (1/2) AV_0 \cos(2\omega_0 t + \varphi) + \underbrace{(1/2) AV_0 \cos \varphi}_{DC}$$

Après le filtre passe bas:

$$V_m = (1/2) AV_0 \cos \varphi$$

Attention:

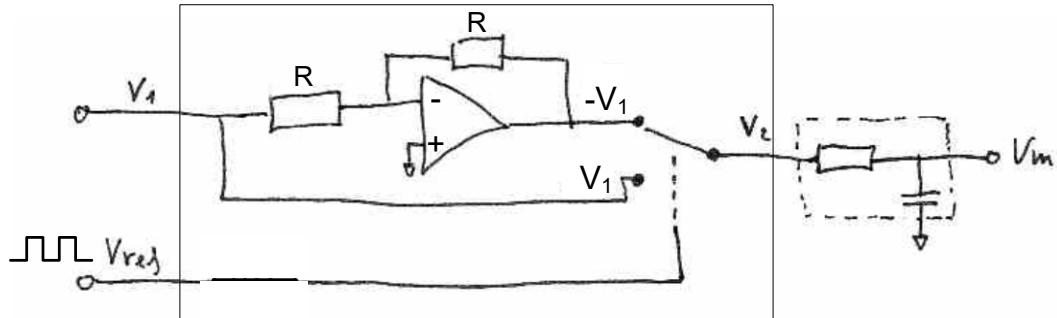
Si $\varphi = 0$ (référence en phase avec le signal) $V_m = (1/2) AV_0$

Si $\varphi = \pi$ (référence phase opposée) $V_m = -(1/2) AV_0$

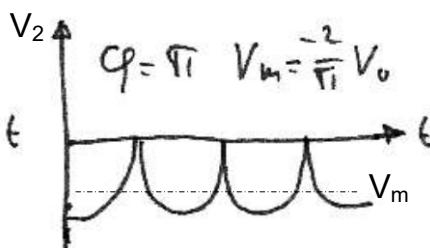
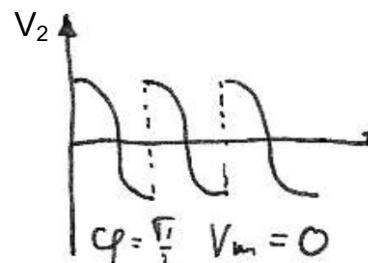
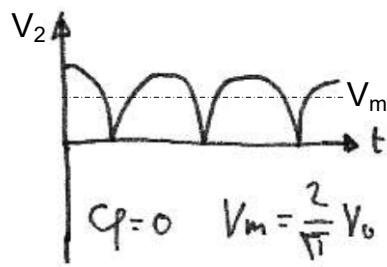
Si $\varphi = \pi/2$ (référence à 90°) $V_m = 0$

→ La démodulation synchrone est sensible à la phase de la référence. Si la phase vaut $\pi/2$, le signal résultant est nul. Le réglage de la phase dans un système d'amplification synchrone est donc critique.

Utilisation d'un «commutateur synchrone» à la place d'un multiplicateur



Commutateur synchrone. La référence est un signal de commande qui commute d'une manière synchrone le gain en tension entre 1 et -1.



Composante DC du sinus redressé (référence en phase avec le signal: $\phi = 0$)

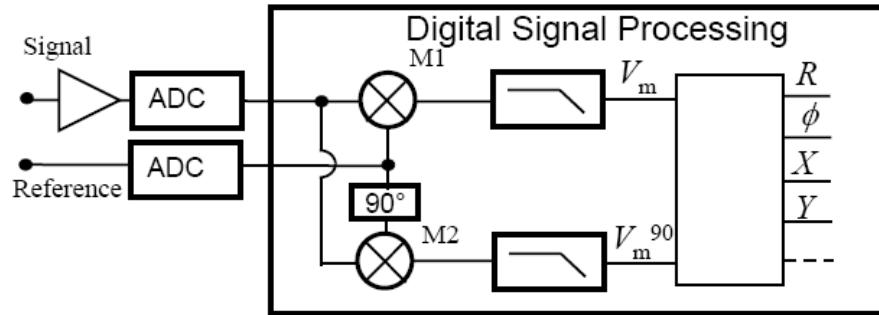
$$V_{m,DC} = \frac{1}{T/4} \int_0^{T/4} V_m(t) dt = \frac{1}{T/4} \int_0^{T/4} A V_0 \cos(\omega t) dt = A V_0 \frac{1}{T/4} \frac{1}{\omega} [\sin(\omega t)]_0^{T/4} = A V_0 \frac{2}{\pi}$$

→ même résultat que la multiplication + filtre pas bas (à un facteur $4/\pi$ près)

Effet de la phase de la référence. Comme dans un multiplicateur, la résultante DC varie avec la phase. Par rapport au multiplicateur, le commutateur introduit des harmoniques supérieures.

Demodulation syncrone avec «digital lock-in amplifier»

- deux analog-to-digital converters (ADC) (convertisseurs analogiques-numériques)
- deux mélangeurs M₁ et M₂ avec référence déphasée de 90 degrés.
- digital-signal-processing (DSP)



Amplificateur «lock-in» digitale. Le signal (après amplification) et la référence sont digitalisés. La multiplication et le filtrage sont exécutés dans le domaine digital (déphasage, multiplication, filtrage, calcul de R, X, Y,...sont exécutés avec une programme chargé dans la DSP). Grâce à la présence de deux mélangeurs et deux signaux de référence en quadrature (0 et 90°), on peut extraire l'information d'amplitude du signal sans devoir régler la phase entre la référence et le signal.

Signal d'origine:

$$V_0$$

Signal (à l'entrée du lock-in):

$$V_0 \cos(\omega t + \phi)$$

Référence:

$$V_R \cos(\omega t)$$

Sortie après (mixeur M₁ + filtre):

$$V_m = \frac{1}{2} V_0 V_R \cos \phi$$

Sortie après (mixeur M₂ + filtre): $V_m^{90} = \frac{1}{2}V_0V_R \cos\left(\phi - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{1}{2}V_0V_R \sin\phi$

Les signaux sont calculés par DSP :

Amplitude du signal: $R = \sqrt{\left(V_m\right)^2 + \left(V_m^{90}\right)^2} = V_0$

Phase $\phi = \tan^{-1}\left(\frac{V_m^{90}}{V_m}\right)$

Composante "en phase" : $X = R \cos\phi$

Composante "hors phase" : $Y = R \sin\phi$

Un amplificateur «lock-in» avec DSP donne R (module), ϕ (phase), X , Y , sans besoin d'ajuster la phase du signal de référence pour mesurer V_0 .

Critères pour choisir la fréquence de modulation ω_0 et la fréquence de coupure ω_c :

Fréquence de modulation ω_0 :

La fréquence de modulation doit être choisie en fonction du bruit observé. En particulier, elle doit être choisie dans la zone du spectre où le bruit est le plus bas. . En plus, la fréquence de modulation doit être supérieure à la fréquence la plus élevée du signal d'origine (c'est-à-dire avant la modulation).

Exemple de la barrière optique (voir les prochaines slides):

Dans le cas spécifique de la barrière optique, la fréquence de modulation est choisie au-dessus de la "corner frequency" du bruit 1/f de l'amplificateur et éloignée des interférences externes (fluctuations de la lumière ambiante, interférences électromagnétiques, ...). De plus, il est nécessaire que la fréquence de modulation soit bien supérieure à la fréquence maximale de variation du signal non modulé. Dans le cas spécifique de la barrière optique, la fréquence maximale du signal non modulé correspond à l'inverse du temps de passage le plus court à travers la barrière (intervalle de temps pendant lequel le faisceau lumineux est interrompu par le passage de la personne/objet).

Fréquence de coupure ω_c :

La fréquence de coupure du filtre passe-bas en sortie doit correspondre autant que possible à la bande passante du signal non modulé. Ce critère maximise le rapport signal/bruit.

Exemple de la barrière optique (voir les prochaines slides):

Dans le cas spécifique de la barrière optique, elle doit correspondre approximativement à l'inverse du temps de passage le plus court à travers la barrière. Une fréquence de coupure trop élevée augmente le bruit. Une fréquence trop basse réduit le signal. Dans les deux cas, le rapport signal sur bruit est détériore.

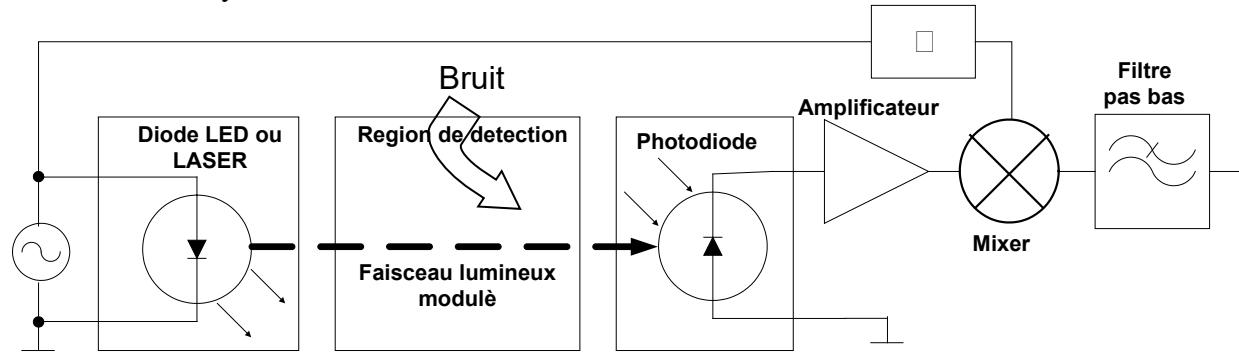
Exemples d'utilisation de la modulation/démodulation synchrone

Exemple 1: Barrière optique

Objectif : Les barrières optiques servent de capteurs de passage. Elles sont composées de deux parties: une partie émettrice et une partie réceptrice. La première partie envoie un faisceau lumineux à destination de la seconde. Lorsqu'il y a un obstacle entre les deux parties (cela peut être un objet, une personne...) le faisceau n'est plus reçu par le récepteur et la présence est détectée.

Problèmes : sources de lumière parasite et bruit 1/f de l'amplificateur

Solution : modulation/détection synchrone



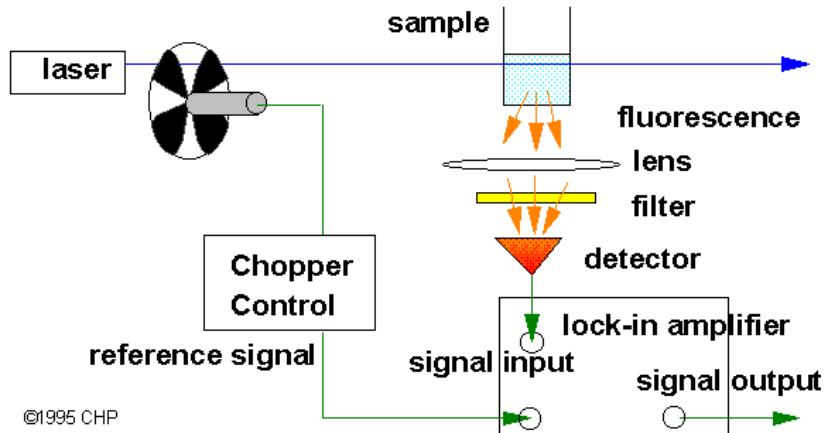
Barrière optique avec modulation de la source lumineuse (du courant dans la diode LED ou LASER) et détection synchrone.

Exemple 2: Mesures de fluorescence

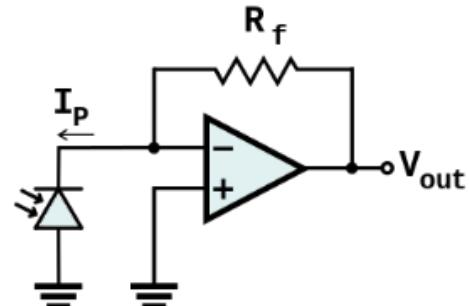
Objectif: mesurer les variations d'intensité de la fluorescence d'un échantillon.

Problèmes: dérive de l'offset du détecteur, bruit 1/f du détecteur, interférences externes à basses fréquences, ...

Solution : modulation/détection synchrone.



(a) Mesures de fluorescence avec modulation/démodulation synchrone.



(b) Exemple de détecteur: photodiode avec amplificateur à transimpédance. ($V_{out} = R_f I_p$).

Exemple 3: Capteur résistif

Objectif: mesurer les variations de résistance du capteur.

Problèmes: dérive de l'offset de l'ampli, bruit 1/f de l'ampli, interférences externes à basses fréquences, ...

Solution : modulation/détection synchrone.

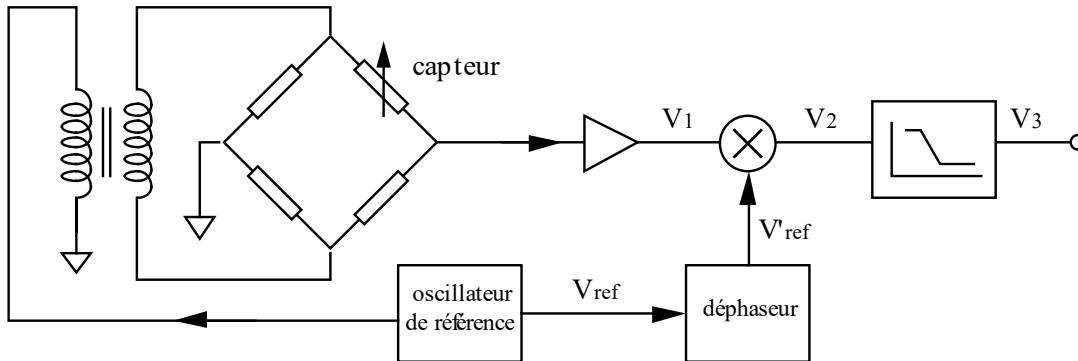


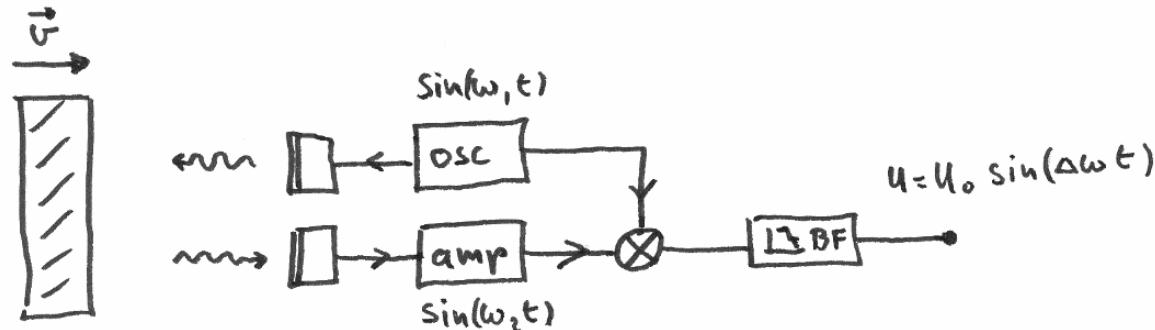
Schéma de principe d'un pont résistif AC avec modulation/détection synchrone. L'objectif est sortir de la bande du bruit en 1/f des amplificateurs et d'éliminer l'offset de l'amplificateur de mesure.

Exemple 4: Capteur Doppler acoustique

Objectif: connaître la vitesse de l'objet (avec un capteur Doppler acoustique).

Solution : multiplier le signal de référence (émission) avec le signal en retour de la cible. Après filtre passe-bas (BF), il reste un signal de fréquence $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$. Une transformée de Fourier du signal à la sortie du lock-in est nécessaire pour mesurer la différence de fréquence (et donc la vitesse de l'objet).

Utilise les mêmes composants **mais ce n'est pas** une "modulation/démodulation synchrone" (car la fréquence de la référence n'est pas la même que la fréquence du signal).



Par effet Doppler acoustique la fréquence de l'onde acoustique en retour de la cible est différente de la fréquence de l'onde acoustique émise. La différence de fréquence dépend linéairement de la vitesse de la cible.